TV
l'antenna
Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III
Anno XXX - Gennaio 1958
NUMERO
1
LIRE 350
F. I. R. T. E.
PAVIA - Via Frank, 15
Fraschini
MAJESTIC

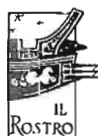
1

GENNAIO 1958

XXX ANNO DI PUBBLICAZIONE

Proprietà . . . . EDITRICE IL ROSTRO S.A.S.
Gerente . . . . Alfonso Giovene

Consulente tecnico . . . dott. ing. Alessandro Banfi

Direttore responsabile **dott. ing. Leonardo Bramanti**

Direzione, Redazione, Amministr. e Uffici Pubblicitari
VIA SENATO, 28 - MILANO - TEL. 70.29.08/79.82.30
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » e la sezione « **televisione** » si pubblicano mensilmente a Milano. Un fascicolo separato costa **L. 350**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 3500 più 70** (2% imposta generale sull'entrata); estero **L. 5000 più 100.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50,** anche in francobolli.

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

pag.

Voltmetro Elettronico RV 21

"POLYMETER"

Tensione c.c.: 1,5 - 5 - 15 - 50 - 150 - 500 volt fondo scala; resistenza d'ingresso 12 megaohm; precisione 2%

Corrente c.c.: 0,5 - 1,5 - 5 - 15 - 50 - 150 - 500 mA f.s.; caduta interna di tensione da 0,5 a 0,75 volt; precisione 2%

Tensione c.a.: 1,5 - 5 - 15 - 50 - 150 - 500 volt f.s.; campo di frequenza 20Hz ÷ 20MHz; precisione 3%

Ohmetro: da 0,2 ohm a 1000 megaohm in 7 gamme; precisione 5%

Alimentazione: a tensione universale

Si cercano Rappresentanti e Concessionari per Regioni e Provincie ancora libere

---

oscilloscopi • voltmetri elettronici • generatori di segnali • distorsiometri • Q-metri • ponti di misura • galvanometri a indice luminoso

Ave, 1958!

Astrazion facendo dalla negata da Einstein possibilità di valutazione di un tempo assoluto, dalle difficoltà che potrebbero sorgere dall'esame delle effemeridi astronomiche, riteniamo, in accordo coi saggi insegnamenti della nostra buona signora Maestra della quarta classe elementare, che la Terra compia la sua frivola orbita attorno al Sole in 365 giorni e 6 ore. Scelto come tempo zero l'istante che segna la metà della notte fra il 31 dicembre ed il 1° gennaio, ammettiamo senza difficoltà che allo scoccare del tre milioni cento sessantotto millesimo minuto secondo la Terra rioccupi la stessa posizione nello spazio. L'avvenimento si è verificato anche quest'anno e noi salutiamo il 1958.

Un ciclo astrale si è compiuto con un periodo lungo rispetto a quelli familiari al radiotecnico; cicli di grande periodo sulla Terra sono quelli storici di vichiana memoria; cicli nella vita dei popoli, dei singoli individui, delle istituzioni umane; troviamo cioè qualcosa di periodico in tutte le manifestazioni fenomeniche ed attivistiche. La divisione ciclica del tempo non è dunque solo una comoda convenzione (dato che è veramente comoda per regolare l'intera nostra vita, ad onta del discorso satirico contro gli orologi di Gaspare Gozzi), ma è un'obbedienza ad una legge universale, che governa l'avvicendarsi dei grandi cicli immutabili in un tempo che ci sembra l'eternità.

Il subcosciente ci porta quindi ad ogni anno nuovo a rinnovare propositi di operosità, ci apre il cuore a rinnovate speranze, ci induce a credere che gli affanni abbiano avuto fine col ciclo precedente. Nulla di strano quindi se l'euforico contagio tange anche « l'antenna », tanto più che nel 1958 la nostra rivista compie il suo trentesimo anno di pubblicazione; insieme col ciclo annuale se ne è concluso quindi anche uno di tre decenni. L'avvenimento, che è la miglior dimostrazione della vitalità e del valore de « l'antenna » ci sprona a sempre meglio operare nella via di informare i nostri lettori sui ritrovati tecnici e scientifici in un campo sempre più vasto predito di tanto avvincenti promesse e di allucinanti scoperte.

Insieme con l'assicurazione che farà costantemente di più e di meglio, « l'antenna » formula per i suoi diletti lettori l'augurio che il ciclo contrassegnato col numero 1958 sia loro propizio nel senso desiderato da ognuno. Nè si pensi che essa abbia la pretesa di mutare i distinti dei suoi lettori, ma si creda che se potesse farlo, lo farebbe in senso benefico. Auguri.

***

Linee di Trasmissione per Micro-

Si espongono le esigenze tecniche che hanno condotto all'introduzione delle linee di trasmissione per microonde (microstrip). Successivamente dopo averne giustificato concettualmente il criterio costruttivo, si espone la teoria di tali linee di trasmissione, corredandola di esempi numerici. Alla luce di altre considerazioni teoriche si giunge quindi a particolari costruttivi. Infine si esaminano varie realizzazioni e si trovano le condizioni per eliminare modi di propagazione indesiderati.

dott. ing. Angelo Pistilli

1. - PREMESSA.

I mezzi trasmissivi di cui la tecnica fa uso nella gamma delle alte ed altissime frequenze sono essenzialmente i seguenti: linee bifilari, cavi coassiali, guide d'onda. Le linee bifilari costituiscono il mezzo trasmissivo più economico ma, alle fretuenze delle microonde, necessitano di un'accuratissima simmetria per evitare perturbazioni, perdite ed irradiazioni. I cavi coassiali, alle frequenze in oggetto, presentano il vantaggio di una completa schermatura dei campi che in essi si propagano rispettò al mezzo esterno, ma richiedono tolleranze di lavorazione assai critiche, provocano perdite sensibili e risultano notevolmente costosi. Le guide donda, infine, pur consentendo anch'esse una completa schermatura ed essendo caratterizzate da basse perdite, risultano tuttavia costose, ingombranti, pesanti e di dimensioni geometriche critiche. La semplicità ed i pregi delle linee bifilari hanno indotto i ricercatori a studi tendenti ad escogitare qualche mezzo trasmissivo ad esse equivalente che consentisse di mantenerne inalterate le prerogative utili e nel contempo ne minimizzasse gli svantaggi, sopratutto consentendo una meno rigida simmetria geometria geometrica e dimensionale. Recentemente (1) si è completamente conseguito lo scopo adottando un tipo di linea di trasmissione costituita da due conduttori, generalmente stampati, disposti parallelemente sui lati opposti di una striscia o strato di materiale dielettrico a basse perdite dello spessore di una piccola frazione di lunghezza d'onda. I due conduttori possono essere della stessa larghezza ovvero uno può essere più largo dell'altro.

Si è determinata la relazione fra conduttori e dielettrico tale da consentire la propagazione del modo TEM minimizzando altresì l'eccitazione di altri modi non desiderati.

Precisamente si è trovato che bisogna, per conseguire lo scopo suddetto, limitare il dielettrico alla larghezza del minore dei conduttori di linea od estenderlo ancora, da ambo i lati, di una lunghezza pari ad un numero intero di mezze lunghezze d'onda. Questa estensione laterale della striscia di dielettrico deve tuttavia essere limitata ad un numero dispari di quarti di lunghezze d'onda quando i bordi laterali del dielettrico sono ricoperti con materiale conduttivo. Se infine si ricoprono i bordi laterali del dielettrico con materiale magnetico è necessario estendere lo strato dielettrico di un numero intero di semilunghezze d'onda al di là doi bordi laterali del conduttore di linea più stretto.

(1) Data di deposito del brevetto: 7 Maggio 1953; data di concessione del brevetto: 29 Gennaio 1955.

2. - ANALISI TEORICA.

Consideriamo (fig. 1 *a*) una linea bifilare di trasmissione. Immaginiamo di inserire fra i due conduttori, perpendicolarmente nel punto di mezzo della loro normale, un piano infinito perfettamente conduttore. Se ora si toglie il conduttore inferiore la configurazione diviene quella di fig. 1b e, come risulta dalla teoria delle immagini elettriche, nessuna modifica si verifica nei campi presenti nella zona fra il conduttore superiore ed il piano conduttore. Tuttavia con questo artificio si sono conseguiti notevoli vantaggi. Se infatti il

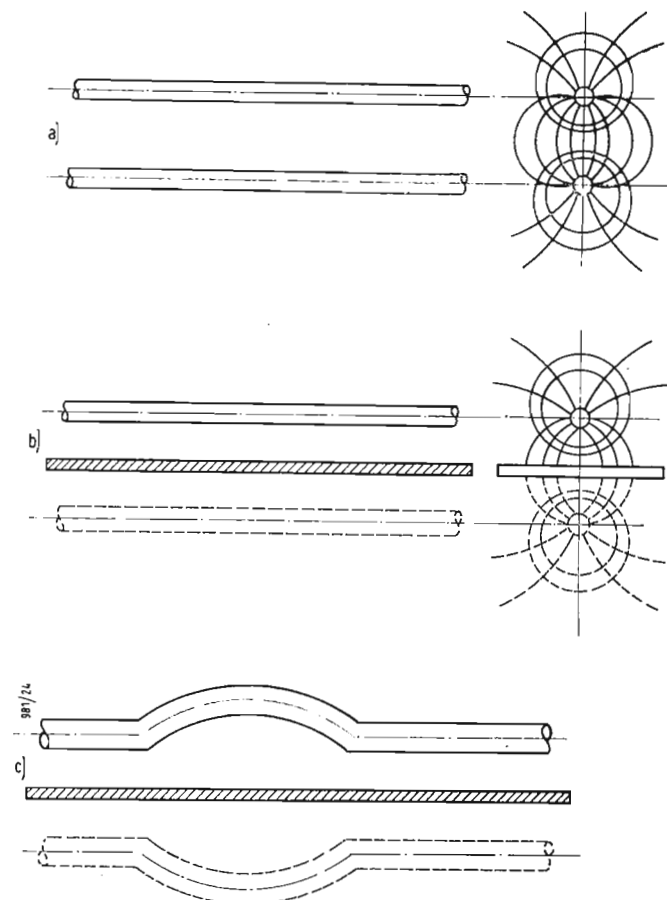



Fig. 1 - Giustificazione del concetto costruttivo delle linee di trasmissione (microstrip).

onde (Microstrip)

Fig. 2 - Sezione trasversale di tipi di linee di trasmissione. *a*) Conduttore a sezione circolare sopra un piano conduttore. *b*) Barra conduttrice sopra un piano conduttore con uno strato dielettrico di separazione.

conduttore rimasto non ha una distanza costante dal piano conduttore, ovvero se il suo diametro varia da punto a pùnto, la sua immagine subirà variazioni corrispondenti, come schematicamente mostra la fig. 1 *c*, e la struttura manterrà, di conseguenza, la sua simmetria in modo spontaneo o, per così dire, automatico, senza limitazioni troppo gravi circa le tolleranze sul diametro dei conduttori e sulla loro ubicazione geometrica, che sono invece indispensabli nel caso della fig. 1 *a*, cioè nel caso di una normale linea bifilare. Questa considerazione è rigorosamente valida nel caso elettrostatico, ma risulta valida approssimativamente anche alle frequenze delle microonde, purchè le variazioni in oggetto siano piccole rispetto alla lunghezza d'onda.

Dette linee di trasmissione, di cui concettualmente abbiamo testè giustificato la disposizione costruttiva, hanno in realtà un piano conduttore di dimensioni limitate al disopra del quale è disposto un conduttore a sezione circolare od una barretta conduttrice (fig. 2). Per quanto detto possiamo, nel nostro studio, riferirci al caso elettrostatico ottenendo risultati validi anche nel caso della propagazione nel modo TEM alle frequenze delle microonde con sufficiente approssimazione, purchè le asimmetrie siano piccole rispetto alla lunghezza d'onda di lavoro.

Consideriamo una striscia conduttrice di spessore zero e di larghezza b posta parallelamente al di sopra di un piano conduttore infinito e distante da questo di h. Supponiamo $b \gg h$. Sia V il potenziale della striscia conduttrice e zero il potenziale del piano conduttore. Fissiamo gli assi come in fig. 3.

Eseguiamo una trasformazione conforme che ci consenta di passare dal piano z al piano w. Per questo scopo faremo uso della trasformazione di Schwarz-Cristoffel. Nel piano z il poligono, in questo caso aperto, è quello rappresentato in fig. 3 che va dal punto A $(x = -\infty;\ y = h)$ al punto P $(x = 0;\ y = h)$ e quindi da P in B $(x = -\infty;\ y = 0)$. Gli angoli sono quindi $\alpha_1 = 2\pi$ in P ed $\alpha_2 = 0$ in B. Per aprire detto poligono dobbiamo dischiudere la linea AP ruotandola di π intorno a P.

Facciamo coincidere il punto $u = -1;\ v = 0$ del piano w con il punto P $(x = 0;\ y = h)$ del piano z ed il punto origine nel piano w $(u = 0;\ v = 0)$ con il punto $x = -\infty$, cioè il punto in cui coincidono A e B nel piano z. Così il lato AP del poligono nella trasformazione corrisponde, nel piano w, alla parte di asse u a sinistra del punto $(-1{,}0)$. Il lato PB nel segmento da $(-1{,}0)$ a $(0{,}0)$ ed il tratto da B allo estremo destro del piano z $(n = +\infty;\ y = \infty)$ nell'asse positivo delle u. La trasformazione è quindi:

$$\frac{dz}{dw} = K\,\frac{z+1}{z}$$

da cui integrando:

$$z = K\,(w + \ln w) + K' \qquad [1]$$

Poniamo:

$$w = r \exp(j\,\theta) \qquad [2]$$

Determiniamo ora le costanti K e K'. Tenendo conto della [2] la [1] diviene:

$$z = K\,(r \exp(j\,\theta) + \ln w + j\,\theta) + K' \qquad [3]$$

Se ora si passa, nel piano z, dal punto $(-\infty, 0)$ al punto $(-\infty\,, h)$ la funzione $z = x + j\,y$ varia di $j\,h$. In corrispondenza, nel piano w, si passa da un punto dell'asse positivo u, ove perciò $\theta = 0$, ed ascissa nulla, ad un punto dell'asse u negativo, ove perciò $\theta = \pi$, ed ascissa nulla. Si ha perciò:

$$z\Big|_{0}^{jh} = \lim \Big|\, K\,r \exp(j\theta) + \ln r + j\theta \,\Big|_{\theta=0}^{\theta=\pi}$$

da cui:

$$j\,h = \lim_{r \to 0} \Big|\, K\,(-2\,r + j\pi) \,\Big|$$

si ricava:

$$K = \frac{h}{\pi} \qquad [4]$$

Inoltre, poichè $w = -1$ allorchè $z = jh$, ricordando che $\ln(-1) = \ln \exp(j\pi) = j\pi$ si ha, sostituendo nella [1] e te-

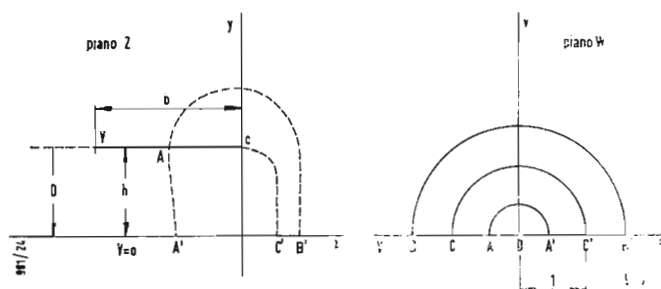



Fig. 3 - Trasformazione conforme di una barra di spessore zero al disopra di un piano infinito.

nendo conto della [4]:

$$j\,h = \frac{h}{\pi}\,(-1 + j\pi) + K'$$

da cui si ricava:

$$K' = \frac{h}{\pi} \qquad [5]$$

Tenendo presente delle [4] e [5] la [1] si può porre nella forma:

$$\frac{z\,\pi}{h} = 1 + w + \ln w \qquad [6]$$

Evidentemente, nel piano w, le linee equiflusso saranno semicirconferenze e le equipotenziali semirette radiali uscenti dall'origine. Allo scopo di ricavarne le equizioni procediamo ad una ulteriore applicazione della trasformazione di Schwarz-Cristoffel. Consideriamo un piano τ di variabile complessa monogena $\tau = \xi + j\,\zeta$ ed in esso consideriamo un campo semplice, avente come contorno l'asse delle ascisse e la retta $m\ n$ (fig. 4). Quest'ultima abbia potenziale V e l'asse delle ascisse potenziale zero. In tale campo il potenziale può essere identificato con il valore dell'ordinata del

punto. Le equiflusso saranno le rette $\xi =$ costante e le equipotenzali le rette $\zeta =$ costante.

Trasformiamo ora tale campo in quello dellavariabile w, riportato nella parte destra della fig. 3. Applichiamo la formula della trasformazione differenziale facendo corrispondere il punto $w \equiv (0{,}0)$ del piano w al punto all'infinito a sinistra del piano τ, cioè al punto $\tau \equiv (-\infty, 0)$. Il poligono è perciò cosituito dalla retta $m\,n$ e dall'asse delle ascisse e si apre ruotando intorno al punto $\xi = -\infty$, ove le due rette suddette formano un angolo $\alpha_1 = 0$. Si ha perciò:

$$\frac{d\tau}{dw} = C \frac{1}{w} \quad \text{da cui} \quad d\tau = C \frac{dw}{w} \qquad [7]$$

Per determinare la costante C eseguiamo un'integrazione lungo un semicerchio del piano w di raggio r con centro nell'origine delle coordinate. In corrispondenza nel piano τ si effettuerà un'integrazione lungo una equiflusso, cioè lungo una retta $\xi =$ costante. Ricordando che $w = r \exp(j\theta)$ e che, per r costante, $dw = jr \exp(j\theta)\, d\theta$, si ha:

$$\int_{\tau_2}^{\tau_1} d\tau = jV = \int C \frac{dw}{w} = C \int_o^{\pi} \frac{jr \exp(j\theta)}{r \exp(j\theta)}\, d\theta = jC \int_o^{\pi} d\theta = jC\pi$$

da cui:

$$C = \frac{V}{\pi} \qquad [8]$$

Dalla [7], tenendo conto della [8] ed integrando, si ha:

$$\tau = \frac{V}{\pi} \ln w + C' \qquad [9]$$

Se ora facciamo corrispondere l'origine delle coordinate nel piano τ, cioè il punto $\tau \equiv (0{,}0)$ al punto $w = 1 + j0$ del piano w si ha, sostituendo nella [9]:

$$0 = \frac{V}{\pi} \ln 1 + C'$$

da cui si ricava:

$$C' = 0 \qquad [10]$$

Ora, per quanto abbiamo già detto, usando una scala opportuna, possiamo identificare nel piano τ il potenziale di un punto con la sua ordinata. Si ha perciò:

$$V(\tau) = \frac{0 + j\zeta}{j} = -j \frac{V}{\pi} \ln w = -j \frac{E_o h}{\pi} \ln w = V(w) \qquad [11]$$

avendo indica con E_o il campo elettrico uniforme che si avrebbe qualora la striscia fosse infinitamente lunga ($b = \infty$) e perciò $V = E_o h$.

Il campo nel piano w vale, per la [11]:

$$E(w) = -\frac{\partial V(w)}{\partial w} = -j \frac{E_o h}{\pi w} \qquad [12]$$

Poichè $z = x + jy$ e $w = r \exp(j\theta)$ dalla [6] si ha:

$$\frac{\pi}{h}(x + jy) = 1 + r\cos\theta + j\, r \operatorname{sen}\theta + \ln r + j\theta$$

da cui:

$$\frac{\pi x}{h} = 1 + r\cos\theta + \ln r \qquad [13]$$

$$\frac{\pi y}{h} = r \operatorname{sen}\theta + \theta \qquad [14]$$

Se r_A ed r_B (vedi fig. 3) sono i raggi delle linee di flusso nel piano w che corrispondono alle linee di flusso $A\ A'$ e $B\ B'$ nel piano z, applicando la [13] e tenendo presente che l'ascissa del punto B ed A vale $-b/2$ e che, per gli stessi punti, si ha $\theta = \pi$, si ha:

$$-\frac{\pi b}{2h} = 1 - r_B + \ln r_B \qquad [15]$$

$$-\frac{\pi b}{2h} = 1 - r_A + \ln r_A \qquad [16]$$

Confrontando le [15] e [16] si ricava:

$$\ln \frac{r_B}{r_A} = r_B - r_A \qquad [17]$$

Poichè inoltre abbiamo posto $b \quad h$ e perciò $\frac{\pi b}{2h} \quad 1$ dalla [16] si ha ancora:

$$\ln r_A = r_A = \frac{\pi b}{2h} - 1 \simeq r_A - \frac{\pi b}{2h} \qquad [18]$$

Il flusso del campo $E(w)$ fra r_A ed r_B vale, essendo l'areola $1 \times dw$:

$$\Phi = \int_{r_A}^{r_B} -j \frac{E_o h}{\pi w}\, dw = -j \frac{E_o h}{\pi} \ln \frac{r_B}{r_A}$$

Ricordando la relazione che lega il flusso alla carica in un campo elettrostatico (teorema di Gauss) ricaviamo immediatamente la carica fra A e B che risulta:

$$q_{AB} = \frac{\varepsilon E_o h}{\pi} \ln \frac{r_B}{r_A}$$

essendo ε la costante dielettrica. Come si osserva immediatamente (fig. 3) la carica totale q è doppia della carica fra A e B, perciò si ha in definitiva:

$$q = \frac{2\,\varepsilon E_o h}{\pi} \ln \frac{r_B}{r_A} \qquad [19]$$

Possiamo ora ricavare la capacità per unità di lunghezza della linea:

$$C = \frac{q}{V} = \frac{\dfrac{2\,\varepsilon E_o h}{\pi} \ln \dfrac{r_B}{r_A}}{E_o h} = \frac{2\,\varepsilon}{\pi} \ln \frac{r_B}{r_A} \qquad [20]$$

Osserviamo ora dalla [18] che r_A è senz'altro piccolo e che perciò la [17] si può scrivere, tenendo conto della [15]

$$\ln \frac{r_B}{r_A} \simeq r_B = 1 + \frac{\pi b}{2h} + \ln r_B =$$

$$= 1 + \frac{\pi b}{2h} + \ln\left(1 + \frac{\pi b}{2h}\right) \qquad [21]$$

Sostituendo la [21] nella [20] si ha:

$$C = \frac{2\,\varepsilon}{\pi}\left[1 + \frac{\pi b}{2h} + \ln\left(1 + \frac{\pi b}{2h}\right)\right] \qquad [22]$$

L'impedenza caratteristica vale, tenendo conto della [22]

$$Z_o = \frac{\sqrt{\varepsilon \mu}}{C} = \frac{\pi}{2}\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \; \frac{1}{1 + \frac{\pi b}{2h} + \ln\left(1 + \frac{\pi b}{2h}\right)} =$$

$$= \frac{h}{b}\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \; \frac{1}{1 + \frac{2h}{\pi b}\left[1 + \ln\left(1 + \frac{\pi b}{2h}\right)\right]} \qquad [23]$$

Se P rappresenta la potenza che fluisce fra le due linee di flusso A e B (vedi fig. 3 a destra) e se P_a rappresenta la potenza che fluisce fra le due linee di flusso A e Q, essenso $r_a < r_B$, si ha:

$$P = \frac{1}{2}\,\frac{V^2}{Z_o} = \frac{1}{2}\,V^2 \,\frac{\ln \frac{r_B}{r_A}}{\frac{\pi}{2}\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}}$$

$$P_a = \frac{1}{2}\,\frac{V^2}{Z_o} = \frac{1}{2}\,V^2 \,\frac{\ln \frac{r_Q}{r_A}}{\frac{\pi}{2}\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}}$$

Se ne deduce:

$$\frac{P_a}{P} = \frac{\ln \frac{r_Q}{r_A}}{\ln \frac{r_B}{r_A}} \qquad [24]$$

In particolare se consideriamo la potenza che fluisce fra le linee di flusso che partono dal bordo della striscia conduttrice (cioè dai punti $x = o$, $y = h$ ed $x = -b$, $y = h$)

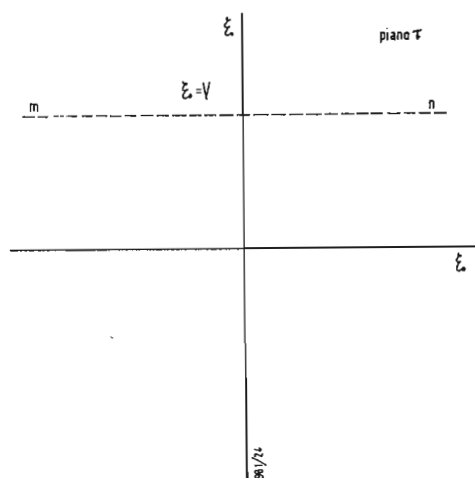



Fig. 4 - Piano τ per seconda trasformazione conforme.

si ha, per la corrispondenza posta, $r_Q = 1$ e perciò dalla [24]:

$$\frac{P_a}{P} = \frac{-\ln r_A}{\ln r_B - \ln r_A} \simeq \frac{1 + \frac{\pi b}{2h}}{1 + \frac{\pi b}{2h} + \ln\left(1 + \frac{\pi b}{2h}\right)} \qquad [25]$$

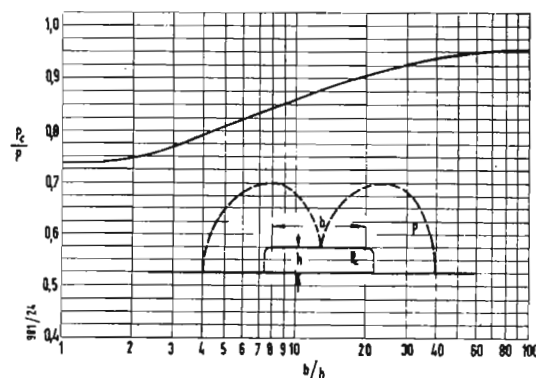



Fig. 5 - Distribuzione della potenza in linea di trasmissione costituita da una barra conduttrice di spessore zero e larghezza b a distanza h da un piano conduttore infinito.

In fig. 5 riportiamo un grafico di $\frac{P_c}{P}$ in funzione di b/h per $r_Q = 1$.

Si noterà che per grandi valori del rapporto b/h il rapporto P_c/P tende ad 1, cioè la quasi totalità della potenza fluente resta confinata fra la superficie inferiore della striscia conduttrice ed il piano conduttore e la parte di potenza che fluisce esternamente risulta trascurabile, risultato peraltro intuitivo.

Ponendo:

$$Z'_o = \frac{h}{b}\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \qquad [26]$$

la [23] si può porre nella forma:

$$Z_o = \frac{Z'_o}{1 + \frac{2h}{\pi b}\left[1 + \ln\left(1 + \frac{\pi b}{2h}\right)\right]} \qquad [27]$$

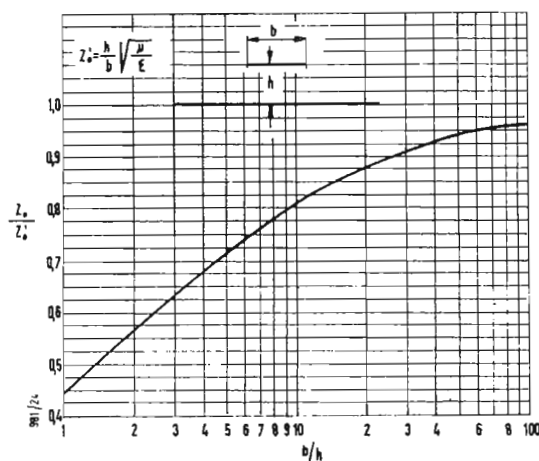



Fig. 6 - Impedenza caratteristica di una linea di trasmissione costituita da una barra conduttrice di spessore zero e larghezza b a distanza h da un piano conduttore infinito.

Il fig. 6 riportiamo un grafico dell'andamento di Z_o/Z'_o in funzione di b/h.

Per il teorema di Poynting il flusso di potenza elettromagnetica che attraversa l'unità di superficie è pari al modulo del vettore:

$$P = E \times H$$

Il valore del flusso di potenza in un periodo T è costante

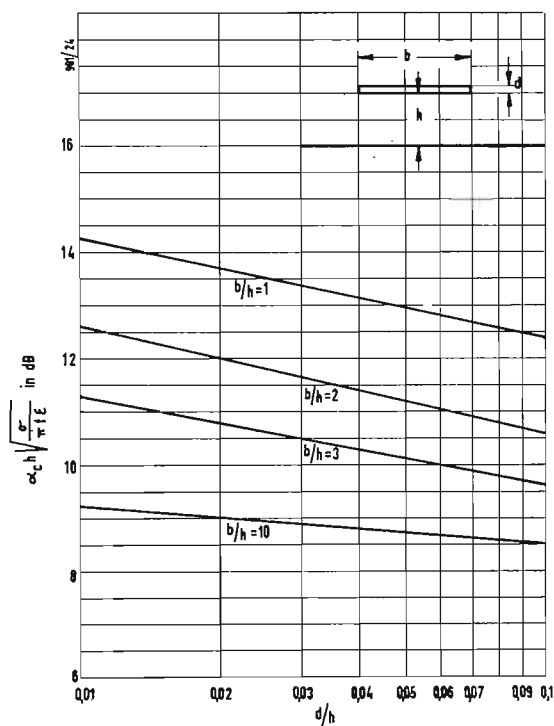



Fig. 6 bis - Attenuazione dovuta a perdite ohmiche di una linea di trasmissione costituita da una barra conduttrice di spessore d e larghezza b posta a distanza h da un piano conduttore infinito.

e vale:

$$P_M = \frac{1}{T}\int_0^T P\,dt = \frac{1}{2}\,EH = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{\varepsilon}{\mu}}\;E^2$$

essendo T il periodo, E ed H il modulo del campo elettrico e magnetico rispettivamente. La potenza che fluisce attraverso l'intera sezione S vale:

$$P = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}\int_S E^2\,dS = \frac{V^2}{2\,Z_0}$$

essendo V il modulo della differenza di potenziale applicata e Z_0 l'impedenza caratteristica. Se la propagazione avviene in un dielettrico reale quest'ultimo provocherà delle perdite e sarà caratterizzato da una costante dielettrica complessa $\varepsilon = \varepsilon_1 - j\,\varepsilon_2$. In tali condizioni la potenza dissipata per perdite nel dielettrico vale, com'è noto, per unità di lunghezza:

$$P_d = \frac{1}{2}\,\omega\,\varepsilon_2\int_S E^2\,dS$$

Pertanto l'attenuazione per perdite dielettriche per unità di lunghezza vale:

$$\alpha_d = \frac{P_d}{2\,P} = \frac{\omega\,\varepsilon_2}{2}\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \qquad [28]$$

Infine, com'è noto, la potenza dissipata per perdite ohmiche in ciascun conduttore per unità di lunghezza della striscia vale:

$$P_c = \sqrt{\frac{\mu f \pi}{\sigma}}\;\frac{\varepsilon}{\mu}\int E^2\,ds = \sqrt{\frac{\pi f \varepsilon^2}{\mu\,\sigma}}\int E^2\,ds$$

essendo ds un elemento infinitesimo di lunghezza lungo il contorno del conduttore e σ la conduttività del conduttore stesso.

Tenendo conto della relazione:

$$|E(z)|^2\,|dz| = |E(w)|^2\left|\frac{dw}{dz}\right|\,|dw| \qquad [29]$$

e ricordando che la potenza è invariante in una trasformazione conforme, giacchè si conoscono le espressioni del campo elettrico nel piano w (espressione 12) e la relazione che lega w a z (espressione 6), applicando la [29] si ricava, con un calcolo laborioso che non riportiamo, l'attenuazione per perdite olmiche dovuta ad entrambi i conduttori, per unità di lunghezza:

$$\alpha_c = \frac{1}{h}\sqrt{\frac{\pi f \varepsilon}{\sigma}}\cdot\frac{1+\dfrac{\pi b}{2\,h}+\dfrac{\pi}{2}}{1+\dfrac{\pi b}{2\,h}+\ln\left(1+\dfrac{\pi b}{2\,h}\right)} \qquad [30]$$

Qualora, come avviene nei casi pratici, lo spessore della barretta conduttrice non sia nullo il valore dell'attenuazione si modifica leggermente. In fig. 6 bis, riportiamo in funzione di d/h, ove d è lo spessore della barretta conduttrice, il valore dell'attenuazione in dB.

Infine allorchè il piano conduttore non ha dimensioni infinite l'impedenza caratteristica varia, come è mostrato in fig. 7.

In fig. 8 riportiamo altresì in grafico l'andamento di P_c/P in funzione di b/h per varie lunghezze del piano conduttore.

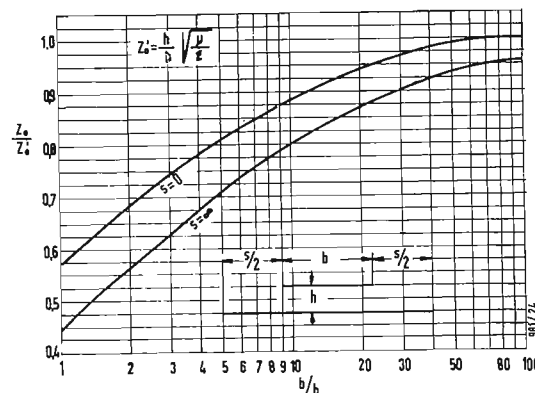



Fig. 7 - Impedenza caratteristica di una linea di trasmissione costituita da una barretta conduttrice di spessore zero e larghezza b a distanza h da un piano conduttore infinito ($S = \infty$) ovvero di un piano di larghezza b ($S = 0$).

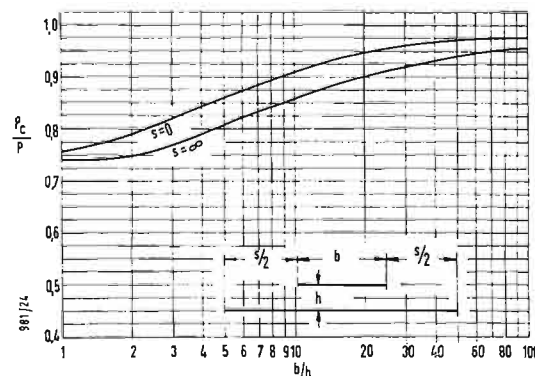



Fig. 8 - Distribuzione della potenza in una linea di trasmissione costituita da una barretta conduttrice di spessore zero e larghezza b a dustanza h da un piano conduttore infinito ($S = \infty$) e da un piano conduttore di larghezza b ($S = 0$).

3. - ESEMPIO DI CALCOLO.

Consideriamo una striscia conduttrice, larga mm. 3,5, stampata su di un foglio di polistirene. Il piano conduttore sia praticamente infinito, i conduttori siano entrambi in rame, lo spessore della barretta conduttrice sia trascurabile e la frequenza di lavoro 5000 MHz. La distanza fra i conduttori sia di 1 mm.

Si ha dunque: $b = 3{,}5$ mm; $h = 1$ mm. Inoltre per il rame $\sigma = 5{,}18 \cdot 10^7$ Mho/m e per il polistirene a 5000 MHz.

$\varepsilon_r = 2{,}55 - j\,0.0005$. Si ricorda che $\varepsilon_0 = \dfrac{1}{36\,\pi}\,10^{-9}$ F/m.

Si ricava:

$$\sqrt{\frac{\pi\,\varepsilon f}{\sigma}} = \sqrt{\frac{\pi \,.\, 10^{-9} \,.\, 2{,}55 \,.\, 5 \,.\, 10^9}{36\,\pi \,.\, 5{,}18 \,.\, 10^7}} = 8{,}23 \,.\, 10^{-5}$$

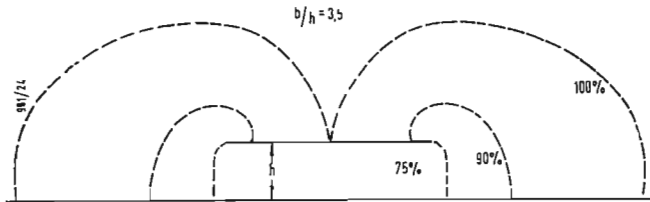



Fig. 9 - Distribuzione della potenza di una linea di trasmissione costituita da una barra conduttrice di spessore zero e larghezza b posta a distanza h da un piano conduttore infinito.

$$a_d = \frac{\omega\,\varepsilon_2}{2}\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} = 120\,\frac{\pi^2\,\varepsilon_2 f}{\sqrt{\varepsilon_r}} =$$

$$= 120\,\pi^2 \,.\, \frac{0{,}0005}{36\,\pi} \,.\, 10^{-9} \,.\, \frac{5 \,.\, 10^9}{\sqrt{2{,}55}} = \frac{\pi \,.\, 2{,}5 \,.\, 10^{-2}}{3\,\sqrt{2{,}55}} =$$

$= 0{,}0163$ Neper/m, pari a 0,1438 dB/m.

$$a_r = \frac{1}{10^{-3}}\,8.23 \,.\, 10^{-5}\,\frac{1 + \dfrac{\pi}{2}\,3{,}5 + \dfrac{\pi}{2}}{1 + \dfrac{\pi}{2}\,3{,}5 + \ln\left(1 + \dfrac{\pi}{2}\,3{,}5\right)} =$$

$$= 8{,}23 \,.\, 10^{-2}\,\frac{8{,}06}{6{,}5 + \ln 5{,}6} = \frac{8{,}23 \,.\, 8{,}06}{6{,}5 + 1.87}\,10^{-2} =$$

$$= \frac{8{,}23 \,.\, 8{,}06}{8{,}37}\,10^{-2} = 0{,}0794 \text{ Neper/m}$$

cioè 0,689 dB/m.

Quindi l'attenuazione totale vale:

$$a = a_d + a_c = 0{,}0163 + 0{,}689 = 0.7053 \text{ dB/m.}$$

Inoltre:

$$r_B = 1 + \frac{\pi}{2}\,3{,}5 + \ln\left(1 + \frac{\pi}{2}\,3{,}5\right) = 8.37$$

$$\ln r_A \simeq -1 - \frac{\pi}{2}\,3{,}5 = -6{,}5 \quad : \quad r_A = 1{,}52 \,.\, 10^{-3}$$

$$\ln\frac{r_B}{r_A} = \ln\frac{8{,}37}{1{,}52 \,.\, 10^{-3}} = \ln 5500 = 8.6$$

Come si osserva i valori di $r_B = 8{,}37$ e di $\ln \dfrac{r_B}{r_A} = 8.6$ sono assai vicini fra loro e la posiz. $r_B \simeq \ln \dfrac{r_B}{r_A}$ implica un'approssimazione di qualche percento.

$$Z_0 = \frac{\pi}{2}\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}\,\frac{1}{\ln\dfrac{r_B}{r_A}} = \frac{\pi}{2}\,\frac{120\,\pi}{\sqrt{2{,}55}}\,\frac{1}{8.6} =$$

$$= \frac{60\,\pi^2}{8{,}6 \,.\, 1{,}596} = 43.2\ \Omega$$

Il rapporto fra il flusso i potenza compreso fra le linee di flusso uscenti dai bordi ($r_Q = 1$) e il totale flusso di po-

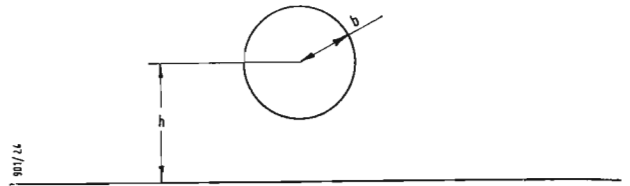



Fig. 10 - Linea di trasmissione costituita da un conduttore a sezione circolare di raggio b posto ad altezza h da un piano conduttore infinito.

tenza vale:

$$\frac{P_c}{P} = \frac{6{,}5}{8{,}37} = 0{,}776 \text{ cioè il } 77.6\ \%$$

Infine, mediante la [24] si può ricavare la distribuzione della potenza, riportata graficamente in fig. 9.

4. - SINTESI DEI RISULTATI TEORICI ED ESEMPIO NUMERICO IN UN'ALTRA REALIZZAZIONE.

Un'altra disposizione possibile, come già abbiamo accennato, è quella di un conduttore cilindrico di raggio b posto ad una altezza h sopra un piano conduttore, fig. 10. La generazione conttuale di tale disposizione da una normale linea bifilare a conduttori a sezione cilindrica mediante

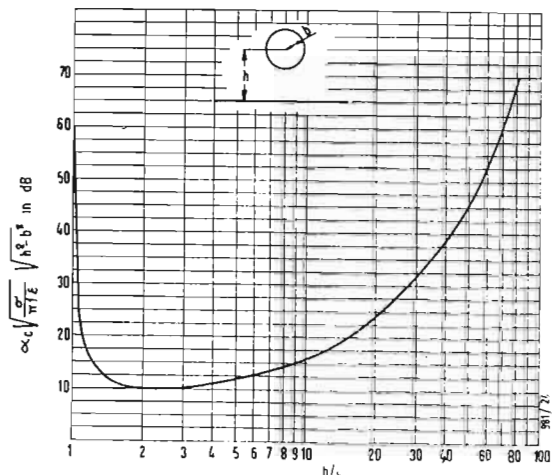



Fig. 11 - Attenuazione dovuta alle perdite ohmiche di una linea di trasmissione costituita da un conduttore a sezione circolare di raggio b posto a distanza h da un piano conduttore infinito.

l'interposizione di un piano conduttore e successiva omissione di uno dei due conduttori di linea è già stata chiarita.

Per tale tipo di linea riportiamo in questa sede soltanto le formule conclusive, senza peraltro darne la dimostrazione,

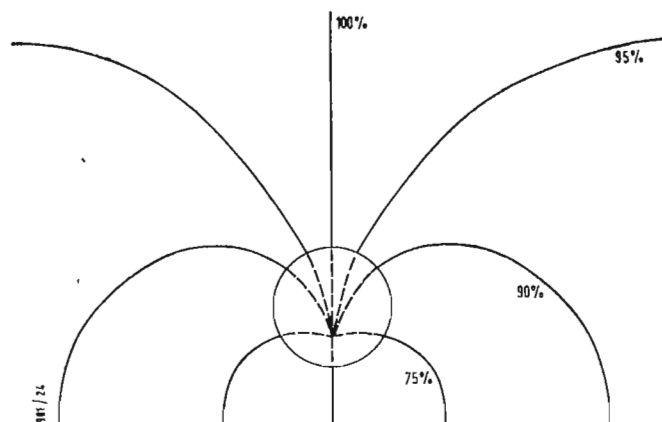



Fig. 12 - Distribuzione della potenza in una linea di trasmissione costituita da una barra conduttrice posta a distanza h da un piano conduttore infinito.

cui si perviene in modo perfettamente analogo al precedente.

Si ha, dando ai simboli lo stesso significato del caso precedente:

$$Z_o = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \text{ arcosh } \frac{h}{b} = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_r}} \text{ arcosh } \frac{h}{b} \qquad [31]$$

inoltre:

$$\alpha_c = \frac{1}{2\sqrt{h^2 - b^2}} \sqrt{\frac{\pi f \varepsilon}{\sigma}} \; \frac{1 + \frac{h}{b}}{\text{arcosh } \frac{h}{b}} \text{ Neper/m} =$$

$$= \frac{4,34}{\sqrt{h^2 - b^2}} \sqrt{\frac{\pi f \varepsilon}{\sigma}} \; \frac{1 + \frac{h}{b}}{\text{arcosh } \frac{h}{b}} \text{ dB/m.} \qquad [32]$$

L'attenuazione dovuta alle perdite ohmiche diviene minima allorchè $\frac{h}{b} = 2,447$ ed in tal caso si ha:

$$\alpha_c = \frac{4,35}{b} \sqrt{\frac{\pi f \varepsilon}{\sigma}} \text{ dB/m.} \qquad [33]$$

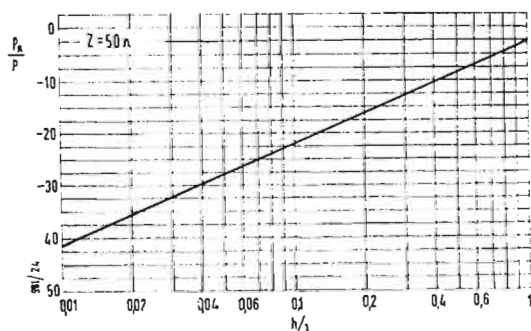



Fig. 13 - Andamento del rapporto fra potenza irradiata e potenza fluente in una linea di trasmissione costituita da un conduttore a sezione circolare posto a distanza h al disopra di un piano conduttore infinito.

L'andamento dell'attenuazione dovuta a perdite ohmiche in funzione di h/b è riportato in fig. 11.

Si abbia una linea così costituita, alla stessa frequenza del caso precedente (5000 MHz) con conduttori in rame e dielettrico polistirene. Si abbia inoltre $b = 1$ mm; $h = 2,447$ mm.

Dalla [31] si ha per l'impedenza caratteristica:

$$Z_o = \frac{60}{\sqrt{2,55}} \text{ arcosh } 2,447 = 58,2 \; \Omega$$

L'attenuazione dovuta a perdite ohmiche vale, per la [33], ricordando il valore di $\sqrt{\frac{\pi f \varepsilon}{\sigma}}$ trovato nell'esempio precedente:

$$\alpha_c = \frac{4,35}{10^{-3}} \; 8,23 \cdot 10^{-5} = 0,36 \text{ dB/m.}$$

L'attenuazione dovuta a perdite dielettriche è uguale a quella calcolata nel caso precedente.

In fig. 12 è riportata la distribuzione della potenza che fluisce. I risultati, come già detto, non sono rigorosi, ma nei casi pratici sono sufficientemente approssimati. A conclusione di questa analisi teorica osserviamo che l'impedenza caratteristica di queste linee assume valori buoni, che l'attenuazione è lieve e che la potenza che fluisce è quasi tutta confinata nella regione fra i due conduttori e che infine le tolleranze sulle dimensioni e sulla disposizione geometrica sono molto più larghe che non nel caso di una semplice linea bifilare. Queste proprietà sono quelle richieste per una trasmissione alle frequenze delle microonde. Osserviamo infine che la teoria esposta diviene più precisa con il crescere della costante dielettrica del mezzo interposto.

5. - CONSIDERAZIONI COSTRUTTIVE.

Poichè le linee di trasmissione che stiamo studiando hanno una struttura aperta si verificheranno anche perdite per irradiazione. Com'è noto la potenza irradiata da una linea bifilare caricata vale all'incirca il doppio della potenza irradiata da un'antenna doppia di lunghezza pari alla distanza fra i conduttori della linee e percorsa da una corrente uguale a quella della linea bifilare. Se la distanza fra i conduttori $2h$ è piccola rispetto alla lunghezza d'onda e la linea è chiusa sulla sua impedenza caratteristica, detta P_r la potenza irradiata, λ la lunghezza d'onda ed I il valore efficace della corrente della linea si ha:

$$P_r = 160 \; \pi^2 \left(\frac{2h}{\lambda}\right)^2 I^2 \qquad [34]$$

Nel caso di una linea di trasmissione costituita da un conduttore a sezione circolare posto ad altezza h sopra un piano conduttore infinito la potenza viene irradiata soltanto in una semisfera, il che dimezza la [34], e si ha perciò:

$$P_r = 320 \; \pi^2 \left(\frac{h}{\lambda}\right)^2 I^2$$

da cui, ricordando che $Z_o I^2$ è la potenza che fluisce P,

si ha:

$$\frac{P_r}{P} = \frac{320\ \pi^2}{Z_o} \left(\frac{h}{\lambda}\right)^2 \qquad [35]$$

Così per $\lambda = 6$ cm, $h = 2{,}447$ mm, $Z_o = 58{,}2\ \Omega$, come

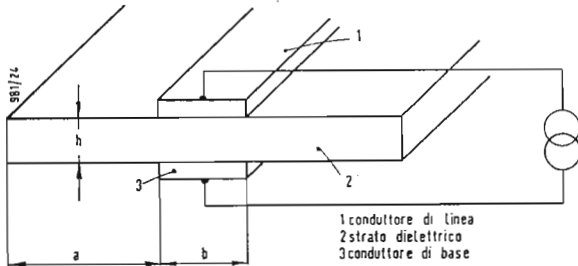



Fig. 14 - Linea di trasmissione costituita da una barra conduttrice di larghezza b posta a distanza h da un conduttore di base di larghezza b e separata da questo da uno strato dielettrico che si estende esternamente da ambo i lati dello spazio compreso fra i due conduttori di una larghezza a.

nel caso dell'esempio precedente, si ha:

$$\frac{P_r}{P} = \frac{320\ \pi^2}{58{,}2} \left(\frac{2{,}447}{60}\right)^2 = 0{,}0221$$

pari a — 16,56 dB. Se si suppone che questa potenza finisca interamente su una linea adiacente uguale, la quale, considerata come antenna ricevente, ha una efficienza minore od uguale a 16,56 dB; si deduce che l'accoppiamento fra i campi irradiati fra due linee uguali è al minimo di — 33,12 dB. In fig. 13 si riporta il rapporto fra potenza irradiata e potenza fluente, per una linea di trasmissione avente impedenza caratteristica di 50 Ω, in funzione di h/λ.

Come conseguenza di codeste considerazioni, dal punto di vista costruttivo, poichè per la [35], la potenza irradiata e quindi anche l'accoppiamento fra due linee, varia con il quadrato di h, si deduce che una riduzione di h è senz'altro utile per ridurre detta potenza. Tuttavia se si desidera la stessa impedenza caratteristica il diametro b del conduttore a sezione circolare dev'essere anch'esso ridotto, come si deduce dalla [31]. Con ciò si viene a ridurre la sezione utile del conduttore e si vengono perciò ad aumentare le perdite ohmiche, come risulta dalla [33].

Inoltre una riduzione di h riduce la capacità della linea a trasportare potenza. Supposta infatti la rigidità dielettrica del politene pari ad 80 kV/cm nel caso citato nell'esempio la linea di trasmissione può sopportare 8 kV ed avendo una impedenza caratteristica di 58,2 Ω, può teoricamente far passare una potenza di

$$\frac{1}{2} \cdot \frac{(8000)^2}{58{,}2} = 550 \text{ kW}.$$

Il valore pratico è di gran lunga inferiore. Comunque riducendo ad esempio h a 0,1 mm la potenza che la linea può teoricamente sopportare si ridurrebbe a soli 5,5 kW. In generale nella gamma di frequenza fra 1000 e 10.000 MHz h si assume dell'ordine di alcuni decimi di millimetro. Fra i due tipi di linea di trasmissione descritti quello con conduttore a sezione circolare ha la più grande capacità a trasportare energia, a parità di altre condizioni, giacchè non vi sono spigoli acuti ove il campo si addensa. Fra i dielettrici l'aria è quello che dà luogo alle perdite più basse. In tal caso il conduttore di linea viene sostenuto da supporti dielettrici o da stubs ad essi equivalenti. Nel caso di una linea di trasmissione con conduttore di linea a sezione circolare e con dielettrico aria si ricavano dimensioni diverse secondo la caratteristica che si vuole esaltare, come riportato in tavola I.

Dal punto di vista costruttivo il materiale conduttivo può essere applicato o sagomato o corroso su uno strato di materiale dielettrico, come polistirene, polietilene, teflon, fibra di vetro, quarzo od altro materiale di alta qualità dielettrica, nella forma di striscia o vernice conduttiva. Il

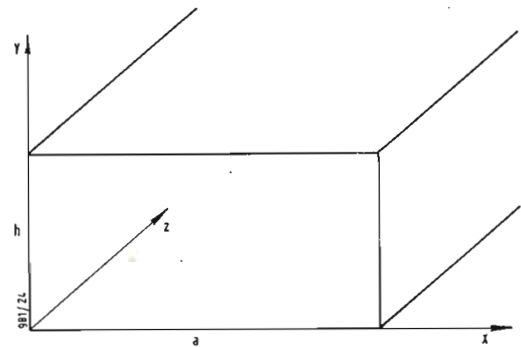



Fig. 15. - Strato di materiale dielettrico di larghezza a ed altezza h e relativi assi cartesiani di riferimento.

TAVOLA I

	h/b	Impedenza caratteristica in Ω
Massima tensione fra i conduttori	2,447	92,6
Massima potenza trasferita	1,6	62,6
Minima attenuazione	2,447	92,6
Impedenza di risonanza minima	1,0	0
Impedenza di risonanza massima	5,55	144

materiale conduttivo può essere depositato chimicamente, stampato con metodi fotografici, spruzzato attraverso una maschera, polverizzato entro superfici selezionate preparate nel dielettrico od applicate per mezzo di qualunque altra tecnica nota per i circuiti stampati.

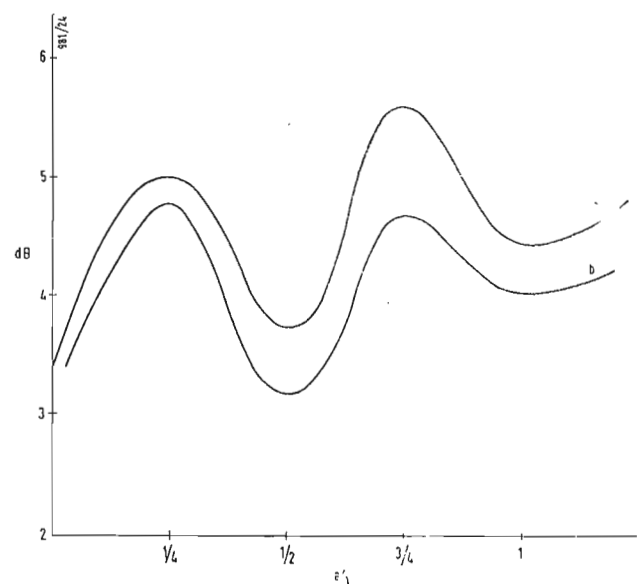



Fig. 16 - Perdite della linea di trasmissione della fig. 14 (curva a) e della linea di trasmissione della fig. 19 (curva b).

6. - ACCORGIMENTI COSTRUTTIVI PER ELIMINARE MODI DI PROPAGAZIONE INDESIDERATI.

Consideriamo ora il caso in cui i due conduttori abbiano la stessa larghezza e la striscia di dielettrico si estenda esternamente, da ambo i lati, oltre lo spazio compreso fra i due conduttori (fig. 14). Consideriamo i modi di propagazione possibili nei tratti di dielettrico esterni allo spazio compreso fra i due conduttori. Oltre ad un modo TEM che è quello desiderato saranno possibili dei modi TE e dei modi TM. Consideriamo perciò, fig. 15, uno strato di dielettrico di larghezza a e di altezza h e, fissati gli assi come in figura, scriviamo le equazioni di Maxwell, indicando con γ la costante di propagazione e supponendo di essere in regime alternativo sinusoidale, cosicchè le componenti dei campi variano nel tempo con legge sinusoidale.

Le equazioni che interessano si riducono perciò a:

$$\frac{\partial Ez}{\partial y} + \gamma Ey = -j\omega\mu Hx \quad [36]$$

$$\frac{\partial Ez}{\partial x} + \gamma Ex = +j\omega\mu Hy \quad [37]$$

$$\frac{\partial Ey}{\partial x} - \frac{\partial Ex}{\partial y} = -j\omega\mu Hz \quad [38]$$

$$\frac{\partial Hz}{\partial y} + \gamma Hy = j\omega\varepsilon Ex \quad [39]$$

$$\frac{\partial Hz}{\partial x} + \gamma Hx = -j\omega\varepsilon Ey \quad [40]$$

$$\frac{\partial Hy}{\partial x} - \frac{\partial Hx}{\partial y} = j\omega\varepsilon Ez \quad [41]$$

Consideriamo dapprima i modi TE, poniamo cioè $Ez = 0$ Dalle [36] e [37] rispettivamente si ha:

$$Ey = -\frac{j\omega\mu}{\gamma} Hx \quad [42]$$

$$Ex = \frac{j\omega\mu}{\gamma} Hy \quad [43]$$

Dalle [39] e [40], tenendo conto delle [42] e [43]:

$$\frac{\partial Hz}{\partial y} = -\frac{\gamma^2 + \omega^2\varepsilon\mu}{\gamma} Hy \quad [44]$$

$$\frac{\partial Hz}{\partial x} = -\frac{\gamma^2 + \omega^2\varepsilon\mu}{\gamma} Hx \quad [45]$$

Posto $K^2 = \gamma^2 + \omega^2\varepsilon\mu$ [46] derivando la [44] rispetto ad y e la [45] rispetto ad x si ha:

$$\frac{\partial^2 Hz}{\partial y^2} = -\frac{K^2}{\gamma}\frac{\partial Hy}{\partial y} \quad [47]$$

$$\frac{\partial^2 Hz}{\partial n^2} = -\frac{K^2}{\gamma}\frac{\partial Hx}{\partial x} \quad [48]$$

Dalle [42] e [43] derivando la prima rispetto ad x e la seconda rispetto ad y si ha, risolvendo rispetto ad Hx ed Hy:

$$\frac{\partial Hx}{\partial x} = -\frac{\gamma}{j\omega\mu}\frac{\partial Ey}{\partial n} \quad [49]$$

$$\frac{\partial Hy}{\partial y} = -\frac{\gamma}{j\omega\mu}\frac{\partial Ex}{\partial y} \quad [50]$$

Sommando le [47] e [48] e tenendo conto delle [49] e [50] e [38] si perviene all'equazione risolvente:

$$\frac{\partial^2 Hz}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 Hz}{\partial y^2} + K^2 Hz = 0 \quad [51]$$

Ponendo $K^2 = K^2_2 + K^2_1$ [52] la soluzione della [51] è:

$$H_z = A \cos K_1 x \cos K_2 y \exp(-\gamma z) \exp(j\omega t) \quad [53]$$

essendo A una costante.

A causa del forte disadattamento fra il dielettrico e l'aria si può supporre che la componente del campo magnetico parallela alla faccia fra dielettrico ed aria si annulli.

Inoltre per $y = h$ dev'essere $Hz = 0$, perciò:

$$\cos K_2 h = 0 \quad ; \quad K_2 = \frac{m\pi}{h} \quad [54]$$

essendo m un qualunque numero intero positivo.

Inoltre per $x = a$ dev'essere $Hz = 0$, perciò:

$$\cos K_1 a = 0 \quad ; \quad K_1 = \frac{n\pi}{a} \quad [55]$$

perciò per la [52]:

$$K = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{a}\right)^2} \quad [57]$$

Sostituendo nella [46] e supponendo che la linea sia priva di perdite, cioè $\gamma = j\beta$ si ha:

$$\beta = \sqrt{\omega^2\varepsilon\mu - \left(\frac{m\pi}{h}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{a}\right)^2}$$

da cui:

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{\lambda^2} - \left(\frac{m}{2h}\right)^2 - \left(\frac{n}{2a}\right)^2}} \quad [58]$$

essendo λ_g la lunghezza d'onda nella linea e λ la lunghezza d'onda nel mezzo dielettrico.

Appare evidente che per $m \neq 0$, affinchè la propagazione sia possibile è necessario che:

$$\frac{1}{\lambda^2} > \left(\frac{m}{2h}\right)^2 + \left(\frac{n}{2a}\right)^2$$

Il modo di propagazione più basso, il TE_{10} ($m = 1$, $n=0$) è possibile solo se $\lambda < 2h$ [59]

e gli altri modi soltanto per lunghezze d'onda ancora minori

Essendo h molto piccolo rispetto alla lunghezza d'onda, come già abbiamo detto (generalmente h è compreso fra 1/20 ed 1/40 della lunghezza d'onda) la [59] non è soddisfatta e la propagazione non è possibile. Nel caso infine di $m = 0$ ne consegue che la Hz non varia lungo y e, poichè

per $y = 0$ e per $y = h$ si deve avere $Hz = 0$, essa ha sempre valore nullo e la propagazione non è possibile.

Si conclude che modi TE non sono possibili in nessun caso. Passiamo ora ai modi TM, cioè poniamo $Hz = 0$. Procedendo in modo perfettamente analogo si determina:

$$Ez = A \cos K_1 x \cos K_2 y \exp(-\gamma z) \exp(j\omega t) \qquad [60]$$

$$Hy = + \frac{j\omega\varepsilon}{K^2} A K_1 \operatorname{sen} K_1 x \cos K_2 y \exp(-\gamma z) \exp(j\omega t) \qquad [61]$$

$$Hx = - \frac{j\omega\varepsilon}{K^2} A K_2 \cos K_1 x \operatorname{sen} K_2 y \exp(-\gamma z) \exp(j\omega t) \qquad [62]$$

Poichè $Hy = 0$ per $x = a$ dalla [61] si ha:

$$\operatorname{sen} K_1 a = 0 \qquad \text{da cui} \qquad K_1 = \frac{n\pi}{a}$$

Analogamente poichè $Hx = 0$ per $y = h$ dalla [62] si ha:

$$\operatorname{sen} K_2 h = 0 \qquad \text{da cui} \qquad K_2 = \frac{m\pi}{h}$$

La lunghezza d'onda risulta quindi:

$$\lambda_g = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{\lambda^2} - \left(\frac{m}{2h}\right)^2 - \left(\frac{n}{2a}\right)^2}} \qquad [63]$$

Se $m \neq 0$ valgono le stesse considerazioni del precedente caso TE e, poichè $h < \lambda$, la propagazione non è possibile. non essendo soddisfatta la [59]. Se invece $m = 0$ la [63] diviene:

$$\lambda_g = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{\lambda^2} - \left(\frac{n}{2a}\right)^2}} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{n\lambda}{2a}\right)^2}} \qquad [64]$$

Se poniamo

$$1 = \frac{n\lambda}{2a} \qquad \text{cioè} \qquad a = n\frac{\lambda}{2} \qquad [65]$$

la [64] indica una lunghezza d'onda nella linea (λ_g) infinita, cioè non si avrebbe propagazione alcuna. Se quindi l'estensione laterale del dielettrico oltre la zona compresa fra i due conduttori vale una semilunghezza d'onda nel dielettrico, cioè se è soddisfatta la [65] per $n = 1$, non si possono propagare modi indesiderati e l'attenuazione è minima. Se invece $a = \lambda$, cioè se la [65] è soddisfatta per $n = 2$, non si possono propagare modi indesiderati ad eccezione del modo TM_{12} e l'attenuazione sarà ugualmente bassa, pur risultando un poco più elevata che nel caso precedente, in cui $a=\lambda/2$. Questa teoria, avvalorata da conferme sperimentali, diventa più esatta, come già detto, col crescere della costante dielettrica del dielettrico, in quanto le condizioni ai limiti poste valgono nel caso di un forte disadattamento fra dielettrico ed aria. In fig. 16 curva *a* sono riportate le perdite nella linea di fig. 14 in funzione del rapporto fra l'estensione laterale *a* della larghezza del dielettrico oltre lo spazio fra i conduttori e la lunghezza d'onda nel dielettrico. Allorchè la estensione laterale *a* del dielettrico è nulla, cioè la linea assume la configurazione della fig. 17, la linea stessa dà luogo a perdite molto basse, come si rileva dalla fig. 16, curva *a*. È stato osservato sperimentalmente che quando la striscia del dielettrico è più stretta dello spazio compreso fra i conduttori di linea le perdite nella linea stessa aumentano indicando l'eccitazione di modi non desiderati ovvero un possibile aumento della concentrazione del campo nel dielettrico. La fig. 18 mostra un'altra realizzazione simile alla forma mostrata in fig. 17 ma in cui il conduttore di base è considerevolmente più lungo del conduttore di linea e del dielettrico. Questa estensione del conduttore di base diminuisce leggermente le perdite rispetto al tipo di linea di fig. 17. In fig. 19 si riporta un'altra realizzazione in cui il dielettrico si estende oltre la larghezaa del conduttore di linea ed il conduttore di base ha la stessa larghezza dello strato dielettrico. Questa forma di linea dà luogo a perdite riportate in fig. 16 (curva *b*) in funzione della misura dell'estensione laterale oltre il conduttore di linea rispetto alla lunghezza d'onda nel dielettrico. Come si rileva dalla fig. 16 in questo caso, cioè nel caso della fig. 19, si ottengono perdite minori che non nel caso della fig. 14.

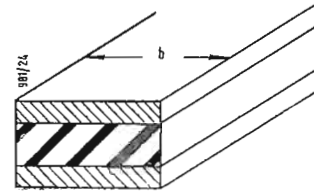



Fig. 17 - Linea di trasmissione costituita da due barre conduttrici entrambe di larghezza *b* con interposto uno strato di dielettrico della stessa larghezza.

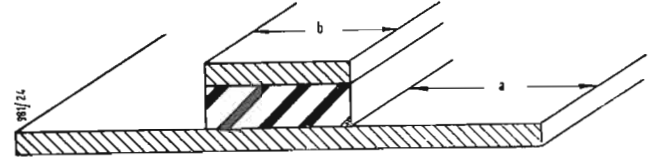



Fig. 18 - Linea di trasmissione costituita da una barra conduttrice di larghezza *b*. da uno strato dielettrico di larghezza *b* e da una barra conduttrice di base che si estende ancora per una larghezza *a* esternamente da ambo i lati del tratto centrale di larghezza *b*.

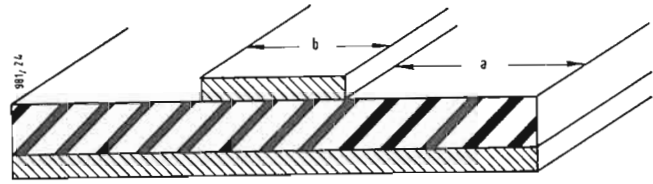



Fig. 19 - Linea di trasmissione costituita da un conduttore di base e da uno strato dielettrico entrambi di larghezza $b + 2a$ e da un conduttore di linea di larghezza *b* sovrapposto simmetricamente. Si deve avere $a = \lambda/2$.

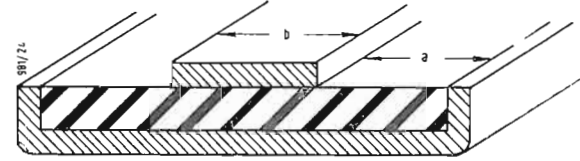



Fig. 20 - Linea di trasmissione come quella di fig. 19, ma con il conduttore di base ripiegato attorno ai bordi laterali del dielettrico. Si deve avere $a = \lambda/4$.

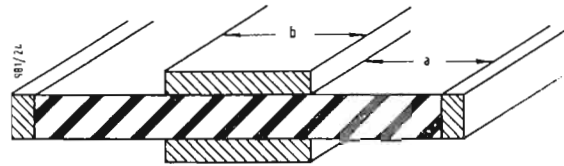



Fig. 21 - Linea di trasmissione come quella di fig. 14, ma con l'aggiunta di strati di materiale conduttivo sui bordi laterali del dielettrico. Si deve avere $a = \lambda/4$.

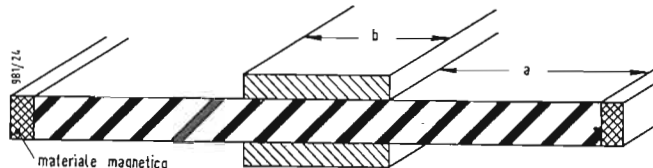



Fig. 22 - Linea di trasmissione come quella di fig. 14, ma con l'aggiunta di materiale magnetico ai bordi laterali del dielettrico. Si deve avere $a = \lambda/2$.

Fig. 23 - Linea di trasmissione doppia.

Nel caso di fig. 19 l'estensione del dielettrico minimizza l'eccitazione di modi nel dielettrico, poichè il dielettrico esteso in questa forma presenta una maggiore attenuazione all'eccitazione di tali modi. Nella fig. 20 è schematicamente rappresentato un altro tipo di realizzazione ottenuto da quella rappresentata in fig. 14 ripiegando però il conduttore di base attorno ai bordi laterali del dielettrico. Ne consegue, come si intuisce rapidamente, che le condizioni ai limiti per la propagazione dei modi TM nel tratto di dielettrico esterno alla larghezza del conduttore di linea implicano questa volta l'annullamento della componente tangenziale del campo elettrico, cioè si deve avere $E_z = 0$ per $x = a$ per cui dalla [60] si ha:

$$\cos K_1 a = 0 \quad : \quad K_1 = \frac{n \pi}{2a}$$

Procedendo in modo analogo al caso di fig. 17 si ricava, per $m = 0$:

$$\lambda_g = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{\lambda^2} - \left(\frac{n}{4a}\right)^2}} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{n\lambda}{4a}\right)^2}}$$

ed affinchè non si abbia propagazione si deve avere:

$$1 = \frac{n \lambda}{4a} \qquad \text{cioè} \qquad a = n\,\lambda/4.$$

Affinchè non si abbia propagazione si deve avere perciò $a = \lambda/4$ e le perdite sono paragonabili a quelle della linea di fig. 14. Risultato simile si ottiene nella disposizione di fig. 21 uguale a quella di fig. 14, ma con l'aggiunta di strati addizionali di materiale conduttivo posti sui bordi laterali

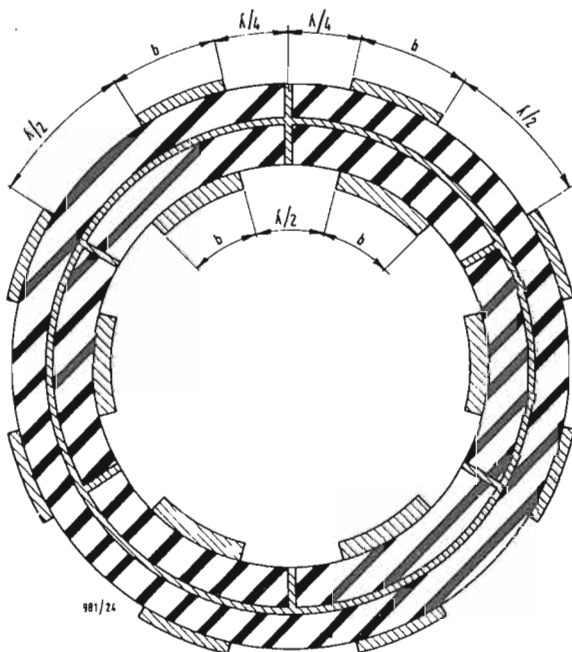



Fig. 24 - Cavo a molti canali per microonde.

del dielettrico. In fig. 22 è infine rappresentata una linea di trasmissione uguale a quella di fig. 14, ma con l'aggiunta ai bordi laterali del dielettrico di strati addizionali di materiale magnetico ad alta permeabilità, preferibilmente ferrite

Anche in tal caso le perdite sono paragonabili a quelle di fig. 14, e, com'è ovvio, giacchè le condizioni ai limiti si riferiscono nuovamente al campo magnetico, affinchè non si abbiano modi indesiderati di propagazione, si deve avere $a = \lambda/2$. Tuttavia le condizioni ai limiti in quest'ultimo caso sono veramente verificate, giacchè i due mezzi hanno valori molto diversi della permeabilità mentre nel caso della figura 14 la forte discontinuità fra dielettrico ed aria, posta alla base dei nostri ragionamenti, è soltanto approssimativa. In fig. 23 riportiamo un tipo di linea di trasmissione doppia costituita da due conduttori di linea, in forma di barra conduttrice, distanziati fra loro di $\lambda/2$, da un unico strato dielettrico e da un unico conduttore di base anch'esso in forma di barra, ripiegato attorno ai bordi laterali del dielettrico ad una distanza di $\lambda/4$ dal conduttore di linea adiacente. La generazione di questa linea doppia è ovvia, dopo le considerazioni svolte, e risulta dall'applicazione dei principi costruttivi del tipo di linea di fig. 14 e del tipo di linea di fig. 20. Accenniamo infine ad una ultima, suggestiva applicazione di tali linee di trasmissione. Una estensione della realizzazione di fig. 23 è mostrata in fig. 24 e costituisce un cavo a molti canali per microonde.

Due striscie pluricanali del tipo di fig. 23, ma con più di due elementi di linea, sono curvate costa a costa in un cavo cilindrico. C'è solo da osservare che è necessaria una interruzione nella striscia del dielettrico in modo da provvedere un interspazio d'aria o un conduttore laterale. Tale interspazio d'aria o scanalatura nella striscia di dielettrico provvede una necessaria impedenza di disadattamento fra dielettrico ed aria per minimizzare l'eccitazione dei plurimodi e la possibilità di interferenze per accoppiamento fra canale e canale. Tale interspazio d'aria o divisione conduttiva può essere provvista nella striscia di dielettrico fra canali adiacenti, se necessario. Nella fig. 24 le linee interne al cavo, ove gli accoppiamenti sono più pericolosi, sono provviste di tale divisione realizzata con piattina conduttrice. Nelle linee esterne invece è stata sufficiente una sola interruzione della striscia dielettrica con una barretta conduttrice. Se desiderato tale cavo può essere ulteriormente ricoperto di dielettrico e provvisto di guaina protettiva. È tuttavia preferibile che i conduttori di linea siano provvisti di uno spazio d'aria adiacente per assicurare basse perdite di inserzione. Come risultato degli esperimenti fin qui fatti l'onda di propagazione appare più concentrata lungo le superfici libere dei conduttori che attraversano il dielettrico fra i conduttori di linea e quello di base.

7. - BIBLIOGRAFIA.

D. D. Grieg e H. Engelmann, Microstrip a new transmission technique for the kilomegacycle range, *PIRE* vol. 40, pp. 1644-1650, dicembre 1952.

F. Assadourian e E. Rimai, Simplified theory of microstrip transmission systems. *PIRE* vol. 40 pp. 1651-1657, dicembre 1952.

J. A. Kostriga, Microstrip components, *PIRE* vol. 40 pp. 1658-1663, dicembre 1952.

G. Goubon, Surface waves and their application to transmission lines, *Jour. Appl. Phys.* vol. 21 pp. 1119-1128, novembre 1950.

S. S. Attwood, Surface-wave propagation over a coated plain conductor, *Jour. Appl. Phys.* vol. 22 pp. 504-509, aprile 1951.

R. M. Barrett e M.H. Barnes, Microwave printed circuits, *Radio and TV News*, vol. 46 pp. 16-31, settembre 1951.

J. R. Carson, Waves propagation on parellel wires; the proximity effect. *Phil. Mag.*, serie 6 vol. 41 pp. 607-633, aprile 1921.

E. J. Sterba e P. B. Fedlman, Transmission lines for short-wave radio system. *PIRE*, vol. 20 pp. 1163-1202, luglio 1932.

W. H. Timbie e V. Bush. Principles of electrical engineering, edit. *J. Wiley e Sons*, New York, N. Y., I[a] edizione. pp. 299-304, dicembre 1947.

H. B. Palmer, Capacitance of a parallel plate capacitor by the Schway-Christoffel transformation, *Trans. AIEE*. vol. 56, p. 363. marzo 1937.

K. G. Black e T. J. Higging, Rigorous determination of the parameters of microstrip transmission lines, *Symposium on microwave strip circuits*, *Tufts College, Mass.*, ottobre 11-12, 1954.

S. B. Colm, Characteristic impedance of the shielded-strip transmission line, *Trans. IRE*, vol. MTT2, pp. 52-57, luglio 1954.

J. Sciegienmy e M. Scnetzen, Theoretical analysis of a strip transmission system, *Parte XI*, *Quart. Prog. Rep.*, *Res. Lab. Elec.*, MIT, 15 aprile 1953.

J. M. P. Dukes, Characteristic impedance of air-spaced strip transmission line, *PIRE*, vol. 43. p. 876, luglio 1955.

S. S. D. Jones. Coupled - strip - transmission line filters and directional couplers, *Trans. IRE*, pp. 75-81, aprile 1956.

G. Bradley, Design and development of strip - line filters, *Trans. IRE*, pp. 86-93, aprile 1956.

Il primo semestre di attività dell'Anno Geofisico Internazionale

L'Anno Geofisico Internazionale (IGY), iniziato il 1° luglio 1957, che realizza la collaborazione degli scienziati di 64 nazioni in tutta una serie di ricerche e di studi miranti ad ampliare ed approfondire le cognizioni sui fenomeni che riguardano la terra, l'oceano, l'atmosfera ed il sole, ha già dato in questo primo semestre della sua attività risultati notevoli.

Ci limiteremo qui ad elencare quelli che si riferiscono agli studi finora compiuti da scienziati americani che collaborano alle attività dell'IGY, risultati che sono messi a disposizione di tutte le nazioni del mondo.

Atmosfera — Dai primi studi svolti risulta che l'atmosfera terrestre si estende nello spazio, in forma molto rarefatta, per molte migliaia di chilometri oltre quelli che erano finora ritenuti i suoi limiti.

Sole — Come è noto, il sole esercita una fortissima influenza sull'atmosfera più elevata. Alle sue radiazioni si devono gli strati esistenti nella jonosfera, regione che si estende dagli 80 ai 640 chilometri al di sopra della superficie terrestre ed i cui strati riflettono verso la terra le onde radio utilizzate per le varie trasmissioni.

Le macchie solari e le esplosioni che in esso avvengono di tanto in tanto disturbano le radio onde, influenzano gli strumenti di navigazione e sono probabilmente responsabili di tempeste e di altri mutamenti atmosferici. A questi fenomeni si devono inoltre, assai spesso, attività geomagnetiche, fenomeni elettrici ed una maggiore attività dei raggi cosmici.

Gli studi finora compiuti sulle radiazioni solari hanno dimostrato che i raggi X provocati da queste radiazioni esistono già a 64 chilometri dalla superficie terrestre. Questi studi, che proseguono con la massima intensità, permetteranno certamente di acquistare ulteriori cognizioni sul sole e sugli effetti che esso produce sulla terra e sulla vita umana.

Con il lancio di razzi muniti di strumenti, effettuato verso la fine dell'anno da scienziati americani dall'Isola di San Nicolas, al largo della costa della California, si sono ottenuti dati che dimostrano come la temperatura dell'atmosfera che circonda il sole aumenti di 15 volte, in caso di esplosioni solari. Si ritiene che l'elevatissima temperatura — che si aggira su 1.111.100 gradi centigradi — bruci i gas solari in modo da provocare una violenta emissione di raggi X, i quali si dirigono verso la terra con la velocità della luce e causano quindi una istantanea scomparsa dei segnali radio.

Aurore polari — Il particolare interesse che le aurore boreale ed australe suscitano negli scienziati è dovuto al fatto che cognizioni più approfondite su questo fenomeno potranno, a loro volta, spiegare meglio varie attività solari come le macchie e le esplosioni. Osservazioni simultanee compiute da scienziati britannici hanno dimostrato che il fenomeno si verifica contemporaneamente sia a nord che a sud, fatto di cui non si era finora ben sicuri.

Gli scienziati ritengono che le aurore si manifestino quando correnti di particelle provocate dalle eruzioni solari colpiscono l'atmosfera più elevata. Durante alcuni esperimenti compiuti nel quadro delle attività dell'Anno Geofisico, razzi lanciati nelle atmosfere più elevate da stazioni dell'Artico e dell'Antartico hanno raccolto particelle di energie che si ritengono causa del fenomeno dell'aurora. Scienziati americani hanno riferito nel novembre 1957 di avere osservato un arco doppio e non singolo di luce all'estremità del continente nord-americano, nei pressi del confine tra Stati Uniti e Canadà.

Raggi cosmici — Numerosi studi sono stati già effettuati adoperando strumenti per l'accertamento delle radiazioni, sollevati nelle più alte atmosfere a mezzo di palloni. Il risultato più importante di tali studi è la constatazione che questi raggi giungono assai più vicini alla terra di quanto si credesse finora. Strumenti innalzati in aria a mezzo di palloni da scienziati americani nel Minnesota e nel South Dakota, subito dopo un'importante eruzione solare, hanno raccolto particelle cariche a 32 chilometri dalla superfice terrestre. Si riteneva precedentemente che queste correnti di particelle provenienti dal sole si arrestassero ad un'altezza di 80 chilometri. A tre di questi scienziati, i dott. Martin Schwarzchild e J. B. Rogerson dell'Università Princeton e G. W. Ewans dell'Osservatorio Sacramento Peak, l'Associazione Americana per il Progresso della Scienza ha assegnato il 30 dicembre il Premio Newcomb Cleveland.

Luminosità atmosferica (Airglow) — Nuove cognizioni sono state raccolte anche in questo campo. Questa luminosità generalmente visibile solo in parte, si verifica nell'atmosfera terrestre ed è talvolta visibile durante la notte. Essa ha sempre costituito un argomento di interesse scientifico. In passato veniva ritenuta una luminosità riflessa e normale; osservazioni compiute in questo semestre hanno dimostrato che si tratta di un fenomeno complesso che varia notevolmente di intensità anche durante una sola notte.

Flusso di corrente elettrica — Un'altra importante scoperta nel campo dell'atmosfera terrestre è costituita dalla localizzazione di un flusso di corrente elettrica che circola a considerevole altezza, come un anello luminoso, interno al globo. La sua posizione è stata determinata in base a ricerche geometriche compiute dalla stazione americana di osservazione installata ad est delle Filippine nell'isola Konor, nel gruppo delle Palau, nel Pacifico. Tale località fu prescelta per la sua vicinanza all'equatore magnetico.

Si ritiene che questa corrente faccia parte di un sistema di correnti elettriche che abbraccia l'intero pianeta, e che provocherebbe mutamenti nel campo magnetico terrestre nelle zone equatoriali.

Zona artica — Gli scienziati addetti ai gruppi di ricerca americani che hanno innalzato ad oltre 96 chilometri razzi Aerobee da Fort Churchill, nel Canadà, hanno scoperto che i venti invernali che soffiano a grandi altezze raggiungono velocità fino ai 536 chilometri l'ora e che la temperatura può scendere nell'atmosfera ad oltre 75° gradi sotto zero. Gruppi di scienziati dell'Esercito svolgeranno esperimenti dello stesso genere da Guam e nel Pacifico Occidentale durante il 1958.

Nell'agosto del 1957, un razzo munito di strumenti, lanciato da scienziati americani da una zona di mare ad ovest dalla Groenlandia, ha fornito per la prima volta la dimostrazione inoppugnabile della presenza di massicci strati di corrente elettrica al di sopra dei due poli terrestri, particolarmente durante le tempeste magnetiche. Gli strumenti del razzo hanno potuto identificare la presenza di tali correnti ad una altezza di 90 chilometri al di sopra della superficie terrestre; tale strato aveva uno spessore di circa 5 chilometri ma una larghezza piuttosto limitata.

L'esistenza di tali correnti nelle atmosfere più elevate era stata intuita dagli scienziati e tale teoria utilizzata per spiegare il comportamento delle aurore e di vari fenomeni magnetici; detta teoria non aveva però avuto finora una conferma.

Zona antartica — Le previsioni meteorologiche nell'emisfero meridionale possono essere già compiute con maggiore accuratezza, grazie ai risultati ottenuti dalle ricerche svolte presso la stazione istituita dagli Stati Uniti al Polo Sud in occasione dell'Anno Geofisico Internazionale. Si è accertato, tra l'altro, che nell'Antartico la temperatura può variare di 40 gradi tra due località distanti fra di loro non più di 1360 chilometri.

Gli scienziati addetti alla stazione hanno anche scoperto che l'attività della jonosfera sovrastante il polo non diminuisce durante l'inverno antartico; nonostante l'assenza del sole, l'energia captata rimane nell'atmosfera più elevata. Il risultato di questi studi ha particolare importanza per quanto riguarda la trasmissione e la ricezione radio.

La rete di circa 40 stazioni istituita nell'Antartico per l'Anno Geofisico ha permesso di compilare le prime mappe meteorologiche della zona, il che consente ai meteorologi di avere un quadro sempre più completo delle cause che provocano l'insorgere in tale zona degli uragani e del loro comportamento.

(*u. s.*)

Le prospettive dell'energia nucleare in Italia secondo un rapporto della NPA

Uno speciale studio sull'energia nucleare e sulla situazione energetica italiana, che è stato pubblicato a Washington il 30 dicembre, consente di procedere ad un'utile disamina dei problemi energetici dell'Europa Occidentale e della funzione potenziale dei programmi nazionali ed internazionali per l'energia nucleare.

Il documentato rapporto, che è stato pubblicato dalla National Planning Association (NPA) è dovuto all'opera di I. M. D. Little e P. N. Rosenstein, del Centro per gli Studi Internazionali del Politecnico del Massachusetts, ed è stato redatto a cura della Commissione speciale di studio della NPA per gli impieghi produttivi dell'energia nucleare.

La NPA è un ente apolitico e senza fini di lucro che si dedica alla preparazione di programmi agricoli, commerciali, sindacali e professionali.

L'Italia, secondo il rapporto, ha urgente bisogno, più di qualsiasi altra nazione europea, di energia elettronucleare.

Nella relazione si afferma che un programma che si proponga di giungere alla costruzione di centrali elettronucleari subito dopo il 1960 potrebbe alleviare i problemi delle importazioni petrolifere italiane. A tale riguardo, la relazione prende atto che l'Italia sta portando rapidamente a termine le trattative per l'acquisto delle attrezzature dalla Gran Bretagna e dagli Stati Uniti.

Lo studio rileva che l'Italia, che importa quasi interamente il petrolio che le necessita, potrà trovarsi dinanzi ad un grave problema per quanto riguarda la bilancia dei pagamenti entro il 1965, se nel frattempo l'energia nucleare non avrà cominciato ad integrare il petrolio come fonte di energia.

« L'Italia — osservano i due autori della relazione — si trova ad affrontare, in misura ancora più grande, gli stessi problemi petroliferi cui gli altri paesi dell'Europa Occidentale si trovano di fronte: il meccanismo dei prezzi del petrolio; il pericolo di uno squilibrio sempre maggiore tra i diversi prodotti della raffinazione.....; e la preoccupante dipendenza dai rifornimenti di grezzo provenienti dalla zona strategicamente vulnerabile del Medio Oriente ».

In Italia, il petrolio si è andato sostituendo al più costoso carbone come fonte di energia; le raffinerie italiane esportano sottoprodotti quali la benzina, ossia i cosiddetti « oli leggeri », riservando la nafte e i sottoprodotti « pesanti » al consumo interno.

Sino al 1951 — si rileva più oltre nella relazione — le esportazioni italiane di prodotti petroliferi coprivano oltre la metà del costo delle importazioni di petrolio grezzo. Ma questa favorevole congiuntura non presenta molte probabilità di protrarsi a lungo, dato che in Italia, come nel resto dell'Europa, crescerà in misura sempre maggiore la richiesta di nafta ed oli Diesel, senza che si verifichi un corrispondente aumento nella domanda di benzina. In tal modo, le raffinerie italiane si troverebbero a disporre di forti eccedenze di oli « leggeri » senza un corrispondente mercato.

L'energia nucleare, inserendosi nella produzione di elettricità ai primi del decennio 1960-70, contribuirebbe a ridurre la richiesta di nafta in un periodo in cui la situazione degli scambi con l'estero finirebbe per volgere a svantaggio dell'Italia.

Lo studio sottolinea la necessità di una accurata elaborazione dei programmi e di cauti progressi nel settore dell'energia elettronucleare e suggerisce di lasciare ad altri paesi l'onere di soppor-

tare il costo del progresso e di iniziare entro quattro o cinque anni la costruzione di centrali elettronucleari. Gli estensori della relazione rilevano tra i motivi che consigliano di procedere con cautela il fatto che entro il 1960 si potrà disporre di una più chiara valutazione delle prospettive per il consumo di petrolio sul mercato interno.

Nello studio si afferma che, mano a mano che si progredirà nel settore nucleare, i costi di produzione dell'elettricità con combustibile nucleare tenderanno a diminuire rapidamente, e non è da escludere il fatto che, nel decennio 1965-1975, la produzione elettronucleare potrà costare considerevolmente di meno di quella che ricorre all'impiego di petrolio come combustibile.

Il rapporto sottolinea che la collaborazione italiana con l'Organizzazione per la Collaborazione Economica Europea (OECE), con la Comunità Europea per l'Energia Atomica (Euratom), e con l'Ente Internazionale per l'Energia Atomica (IAEA) faciliterà enormemente lo sfruttamento dell'energia nucleare in Italia. « A lungo andare », rileva lo studio, « si ritiene che i paesi europei non dovrebbero dipendere dagli Stati Uniti per i rifornimenti di combustibile, quale l'uranio arricchito ed altri; tale dipendenza potrebbe non influenzare positivamente le relazioni italo-americane o euro-americane. Dato che la produzione di uranio arricchito è troppo costosa per i singoli paesi, occorrerà uno sforzo in comune. Non si ritiene che questa decisione debba necessariamente essere presa ora. Per l'immediato futuro, si spera che gli Stati Uniti provvedano alla fornitura di uranio arricchito e di consulenza tecnica per l'inizio del programma. In seguito, gli italiani contano di produrre gran parte delle attrezzature per i reattori nucleari e di ottenere combustibile e servizi nel quadro degli accordi europei di collaborazione ». *(u. s.)*

Programma americano per l'incremento dell'istruzione scientifica

Durante le brevi vacanze di Capodanno, trascorse nella casa di campagna di Gettysburg, il Presidente Eisenhower ha approvato un piano, studiato dal Dipartimento della Sanità, Istruzione e Previdenza Sociale, che prevede tra l'altro la concessione annuale di 11.000 borse di studio a studenti particolarmente qualificati. Dette borse verranno ripartite attraverso i vari Stati, proporzionalmente al numero degli abitanti, ed assegnate dalle autorità dei singoli Stati in base a criteri di merito e di necessità finanziarie dei candidati.

Detto programma verrà presentato al Congresso per l'approvazione in uno speciale messaggio del Presidente che, entusiasticamente favorevole ad esso, cercherà di ottenerne l'approvazione.

La relazione che accompagna il progetto pone in rilievo come esso intenda stimolare « da parte degli Stati, delle amministrazioni locali e dei privati le attività » necessarie per incrementare e accelerare la formazione di scienziati e tecnici indispensabili per assolvere i compiti che impone oggi la tecnologia così progredita.

Queste borse di studio del Governo Federale, come ha messo in rilievo il capo del suddetto dicastero, Marion B. Folsom, andranno ad « integrare le borse di studio universitarie già finanziate dagli Stati, dalle comunità e dalle organizzazioni private ». Dette borse di studio non saranno limitate a studenti che intendano specializzarsi in discipline scientifiche e matematiche, in quanto esperti nel campo educativo ritengono che il passo più importante consista nel permettere ai giovani più dotati di frequentare le università indipendentemente dal campo di studio da loro scelto. « Riteniamo comunque assai importante, egli ha aggiunto che la scienza rappresenti un argomento familiare per tutti gli studiosi, indipendentemente dal campo di studi da essi seguito ».

Il programma rappresenterà per i prossimi quattro anni una spesa di circa 1.800.000.000 di dollari. Esso si basa sui seguenti sette punti:

1) Assistenza finanziaria da parte del Governo Federale per l'istituzione e il funzionamento di centri di addestramento destinati ad aumentare il numero degli insegnanti di lingue estere, particolarmente nel settore delle lingue asiatiche, africane e del vicino Oriente. Questa parte del programma prevede anche l'istituzione ed il funzionamento di campi di vacanze estivi e di altre sessioni di lavoro per tutti gli insegnanti di lingue straniere.
2) Un aumento di 64.500.000 dollari nel bilancio annuale della Fondazione Nazionale delle Scienze onde apportare miglioramenti alle ricerche, all'addestramento ed all'insegnamento nel campo scientifico.
3) Concessione, nel primo anno, di mille borse di studio, per laureati, e di 1500, nei successivi tre anni, onde incoraggiare un maggior numero di studenti universitari a dedicarsi all'insegnamento.
4) Un fondo, costituito con parità di contributi dal Governo Federale e dai governi statali, onde permettere alle locali circoscrizioni scolastiche di procurarsi un maggior numero di docenti di scienze e di matematica altamente qualificati.
5) Concessione, nei prossimi quattro anni, di 40.000 borse di studio a studenti universitari.
6) Contributi federali pari a quelli forniti dai singoli Stati per migliorare le istituzioni create per guidare e consigliare i giovani studenti che si preparano a seguire studi superiori.
7) Elargizioni agli Stati, su basi di parità dei contributi, per i test attitudinari degli studenti delle scuole medie inferiori e superiori.

(u. s.)

I successi scientifici della Università Columbia nel 1957

Da una rassegna delle realizzazioni scientifiche ottenute nel 1957 da docenti e ricercatori dell'Università Columbia risulta come l'anno trascorso sia stato il più ricco di successi per l'università, dopo il 1939.

Fra i risultati più sensazionali vengono in prima linea le ricerche che hanno dimostrato la non validità del « principio della conservazione della parità ». Queste ricerche vengono considerate dagli scienziati come la realizzazione più importante dell'ultimo decennio nel campo della fisica. Il lavoro svolto in questo campo dal dott. Tsung Dao Lee gli ha procurato, come è noto, il Premio Nobel per la fisica; il dott. Lee è il quinto scienziato docente presso la Columbia cui viene conferito, negli ultimi due anni, l'importante premio.

Tra i successi ottenuti nel campo scientifico dal corpo accademico della Columbia si annoverano: nuove tecniche che aumentano notevolmente la potenza del radar; messa a punto di una calcolatrice analogica e di altri elementi di un nuovo sistema di difesa aerea; misurazione della gravità in mari profondi; scoperta di una catena sottomarina, alta 1700 metri circa, nelle profondità dell'Oceano Artico, a nord della punta Barrow nell'Alaska; reti di comunicazioni tra la regione artica e quella antartica; esperimenti di controllo chimico dell'evoluzione degli organismi semplici. Inoltre, presso il Centro Medico della stessa università, scienziati sono riusciti a far crescere nuovi nervi dal midollo spinale reciso di animali.

(u. s.)

Aumentato il numero degli studenti di ingegneria

L'Ufficio Federale dell'Istruzione ha comunicato, il 6 gennaio, che il numero degli studenti iscritti alle facoltà di ingegneria delle varie università americane ha registrato nel 1957 un notevole aumento. Da un'inchiesta, svolta in 221 istituti superiori che conferiscono lauree in ingegneria, risulta che le iscrizioni sono salite a 297.077 rispetto alle 270.052 del 1956. Tale aumento riguarda sia gli studi universitari veri e propri che il perfezionamento. Gli studenti che frequentano i corsi per conseguire un diploma sono saliti infatti da 251.121 a 268.761; quelli che intendono conseguire la laurea da 22.529 a 24.136 e quelli che intendono proseguire e perfezionarsi da 3.402 a 4.180.

(u. s.)

Autorizzata la costruzione di un acceleratore da 12 miliardi e mezzo di elettroni-volt

La Commissione americana per l'Energia Atomica (AEC) ha deciso di autorizzare la costruzione di un acceleratore di protoni da 12 miliardi e mezzo di elettroni-volt presso il Laboratorio Nazionale Argonne di Lemont, nell'Illinois. Il costo complessivo del nuovo impianto è valutato a 27 milioni di dollari (16.875 milioni di lire circa), oltre all'importo di 1.500.000 dollari già stanziato per lo svolgimento del progetto di costruzione.

La nuova macchina del Laboratorio Argonne sarà in grado di accelerare entro 4-5 anni un quantitativo di particelle nucleari superiore a quello di qualsiasi altra in funzione o in progetto nel mondo. Attualmente sono in funzione negli Stati Uniti i seguenti acceleratori: il cosmotrone da 3 miliardi di e. v. installato al Laboratorio Brookhaven di Upton (New York); il bevatrone da 6,2 miliardi di e. v. del Laboratorio Radiazioni di Berkeley (California); due elettrosincrotroni da 1 miliardo di e. v., installati rispettivamente all'Università Cornell e al Politecnico della California; e un'acceleratore lineare di elettroni da 700 milioni di e. v. alla Stanford University.

Sono inoltre in costruzione presso il Laboratorio di Upton un sincrotrone a gradiente alternato da 25-30 miliardi di e. v. ed in progetto un gigantesco acceleratore proposto dalla MURA (Midwestern University Research Association) che dovrebbe sviluppare energie dell'ordine di 1.000 miliardi di e. v. *(u. s.)*

In funzione la prima centrale elettronica per la difesa aerea

È entrata in funzione presso la 35ª Brigata di Artiglieria Contraerea di stanza a Fort Meade, nel Maryland, la prima centrale elettronica di controllo realizzata per conto del Comando della Difesa Aerea dell'Esercito dal Laboratorio tecnico dell'Arma del Genio di Fort Monmouth (New Jersey), in collaborazione con la Martin Company di Orlando (Florida).

L'apparato, denominato « Missile Master », servirà a controllare e coordinare, ai fini della difesa antiaerea della regione compresa tra Baltimore e Washington, il fuoco delle postazioni di missili terra-aria del tipo « Nike » e delle batterie contraeree, a scegliere i bersagli con criteri di economia, nonchè a comunicare tempestivamente le decisioni di un comandante di batteria o del capo della difesa antiaerea agli altri comandanti di postazioni dislocate nella regione.

Inoltre, per quanto sia del tutto autonomo, il nuovo sistema elettronico potrà anche coordinare il fuoco delle batterie ed il lancio dei missili difensivi agli interventi dei velivoli da caccia dell'Aeronautica, collegandosi con l'apparato di controllo « SAGE » dei velivoli intercettori dell'Aeronautica.

La parte principale della centrale di controllo installata a Ford Meade è rappresentata da uno schermo televisivo semplificato sul quale, in forma molto chiara ed elementare, sono raccolte tutte le informazioni di posizione, di identità e velocità del bersaglio raccolte dalle reti di avvistamento e dalle stazioni di radiolocalizzazione e comunicate dalla centrale elettronica « SAGE » più vicina.

Al primo apparato seguirà tra breve un secondo destinato alla regione metropolitana di New York. Successivamente il « Missile Master » verrà assegnato a tutti gli altri comandi per la difesa aerea territoriale dell'Esercito, posti a difesa dei centri industriali o densamente popolati o di interesse strategico. *(u. s.)*

Realizzate negli Stati Uniti la più piccola e la più grande stazione radio del mondo

Sono state collaudate recentemente in USA la più potente stazione radiotrasmittente e il più piccolo rice-trasmettitore del mondo.

Entrambi sono stati realizzati e perfezionati dal *Laboratorio Trasmissioni dell'Esercito degli Stati Uniti.*

Il potentissimo trasmettitore è in grado di

trasmettere messaggi di vitale importanza in qualsiasi punto della terra.
La sua potenza effettiva è infatti di 24 milioni di watt.

Il piccolo rice-trasmettitore, invece, può trasmettere e ricevere distintamente messaggi in «fonia» in un raggio di circa 30-40 km.
Il rice-trasmettitore in questione, misura 4 cm per 12 ed ha una profondità di 1,5 cm.
È montato in un comune elmetto militare sul quale sono installate due cellule che trasformano l'energia solare in energia elettrica.

Le minuscole cellule solari, oltre a fornire l'energia elettrica necessaria per far funzionare l'apparecchio, caricano quattro piccoli accumulatori al nichel-cadmio per il lavoro notturno. Un alimentatore, inoltre, costituito unicamente da transistori, eleva la tensione di 4.5 volt, fornita da una batteria o dalla cellula, fino ai 50 volt occorrenti per alimentare il circuito del trasmettitore.

Nell'elmetto è infine contenuta una batteria di emergenza al mercurio che può far funzionare ininterrottamente il rice-trasmettitore per ventiquattro ore e la piccola antenna dell'apparecchio. (*u. p.*)

Inghilterra e Italia firmeranno un accordo a lunga scadenza per lo sviluppo di reattori di potenza

Un gruppo di ditte britanniche e una società italiana coopereranno alla costruzione di una centrale elettro-atomica nell'Italia settentrionale
Il 20 novembre u. s. l'ing. E. Mattei, Presidente dell'Agip Nucleare, ha inviato a Sir Claude Gibb Presidente della Nuclear Power Plant Co. una lettera in cui viene espressa l'intenzione di negoziare la costruzione di centrali elettro-nucleari in Italia ed anche di concludere un accordo a lungo termine per la reciproca cooperazione nella progettazione e sviluppo di reattori di potenza.

In base all'accordo, la Nuclear Power si impegna a fornire all'Agip Nucleare, in esclusiva per l'Italia, i dati, le informazioni, i disegni, l'esperienza tecnica raccolti da lei e dalle sue consociate. In tal modo la Società italiana verrà messa in grado di procedere in modo autonomo allo studio e alla progettazione di centrali nucleari di potenza, di tipo ad uranio naturale, nonchè dei derivati che potranno essere concepiti in base ad un ulteriore progresso della tecnica.

I termini dell'accordo prevedono scambi di personale, addestramento su vasta scala, integrazione di laboratori di prove e di ricerca: sarà così possibile addivenire in breve tempo alla formazione pratica di un notevole numero di tecnici italiani per questo nuovo settore industriale.

L'iniziativa dell'A. N. costituisce il primo esempio effettivo di un accordo concreto e preciso per la costruzione in cooperazione di un impianto elettro-nucleare.

In una dichiarazione ai corrispondenti britannici, l'Ambasciatore inglese, Sir Ashley Clarke, ha detto che il nuovo accordo «forgia un altro anello delle relazioni fra il Regno Unito e l'Italia» e che esso «stabilisce un nuovo modello di cooperazione ieternazionale».

La felice conclusione di queste trattative fa seguito al massiccio sviluppo elettro-nucleare in Inghilterra e alla posizione di guida che il Regno Unito ha assunto in questo campo.

Da più di un anno ormai Calder Hall, la prima centrale elettro-atomica del mondo su scala commerciale, e prototipo della Centrale che verrà costruita in Italia, è andata immettendo elettricità nella rete elettrica nazionale. Lo sviluppo di questa fiorente nuova industria è stato già contrassegnato da numerosi progressi tecnici, particolarmente nella direzione di una maggiore efficienza dei reattori. L'ordine italiano è un ulteriore esempio di questo progresso perchè mentre la centrale che la Nuclear Power Plant Company sta ora costruendo a Bradwell ha due reattori, ciascuno della capacità di 150 megawatt, la centrale italiana avrà un unico reattore della capacità di 200 megawatt — una maggiore efficienza cioè del 25 %. (*u.b.*

La scuola del reattore di Harwell aumenta il numero dei corsi

Secondo una dichiarazione pubblicata il 2 dicembre dall'Ente Atomico Britannico, la Scuola del Reattore di Harwell (Berkshire) porterà il numero dei suoi corsi standard annuali da tre a quattro. Ciascun corso durerà circa sedici settimane e vi saranno due corsi per funzionari esecutivi tecnici d'alto grado.
La Scuola venne inaugurata ufficialmente nel 1954 con lo scopo di addestrare personale specialmente selezionato al quale sarebbe stato devoluto il compito di progettare e costruire nuove forme di reattori di potenza. La frequenza fu in un primo tempo limitata ai cittadini britannici, ma dal settembre del 1955 sono stati ammessi studenti d'oltremare e questi rappresentano attualmente più di un terzo del numero complessivo. Fra gli iscritti per il prossimo corso vi sono laureati provenienti dalla Germania, Olanda, Svizzera e Giappone. Qualsiasi studente laureato in ingegneria o fisica può frequentare la Scuola, ma uno studente d'oltremare deve avere il patrocinio del suo Governo o di un riconosciuto Ente Atomico nel suo Paese.
Le principali materie del corso sono ingegneria del reattore e fisica del reattore. Vengono anche tenute conferenze sulla chimica, ingegneria chimica, metallurgia e fisica sanitaria. In aggiunta alle conferenze tenute da personale permanente della scuola, ne vengono tenute altre da parte di specialisti.
Considerevole tempo viene pure dedicato al lavoro sperimentale compreso il lavoro con i reattori Gleep e Bepo e a visite a diverse sezioni del Centro verso la fine di ciascun corso viene effettuata una visita a Calder Hall. Dal suo inizio alla fine del primo corso questo anno, sono passati complessivamente attraverso la Scuola del Reattore 479 studenti — 84 di questi provenienti dall'oltremare. (*u. b.*)

Istituito l'Ente Europeo per l'Energia Nucleare dell'OECE

Nella sua ultima sessione, il Consiglio dell'OECE, del quale fanno parte i rappresentanti di 17 paesi europei, ha deciso di istituire l'Ente fine di procedere ad imprese comuni nel settore dell'energia atomica.
L'Ente, che entrerà in funzione il 1° febbraio 1958 nell'ambito dell'OECE e sotto il controllo del Consiglio di questa, avrà il compito di attuare iniziative in comune tra i membri dell'organizzazione, di esaminare i loro programmi di ricerca e di produzione, di studiare il loro fabbisogno di materiali e di capitali e di promuovere la libera circolazione di entrambi, di realizzare impianti per l'addestramento degli scienziati. Essa avrà inoltre il compito di armonizzare le provvidenze legislative dei singoli paesi relative alla prevenzione degli infortuni, alle norme sanitarie, alla responsabilità civile verso terzi e alle assicurazioni per rischi atomici. Nello svolgimento di tali compiti, l'Ente lavorerà d'intesa con le altre organizzazioni internazionali che operano nel settore nucleare, e particolarmente con l'Euratom.
Il carattere esclusivamente pacifico degli obiettivi dell'Ente è garantito da una convenzione che stabilisce che la sua attività, materiali, attrezzature e servizi non possono essere adoperati per scopi militari. Il protocollo ricalca le norme stabilite dagli statuti dell'IAEA e dell'Euratom e prescrive il controllo sulla quantità dei combustibili nucleari, l'ispezione delle fabbriche, e penalità in caso di inadempienza.
Nella stessa seduta del Consiglio dell'OECE, 12 paesi europei, tra cui l'Italia, hanno firmato un accordo in base al quale viene costituita con effetto immediato la Società Eurochimica, che dovrà provvedere alla costruzione e al funzionamento di uno stabilimento a Mol (Belgio) per la produzione di plutonio. Lo stabilimento, che sarà completato entro il 1961 presso il locale Centro di Ricerche Nucleari, avrà la possibilità di produrre annualmente circa 100 tonnellate di uranio naturale o leggermente arricchito con l'isotopo fissile 235.
La spesa occorrente per la costruzione dell'impianto, che si aggira sui 12 milioni di dollari (7.500 milioni di lire), sarà affrontata dall'Euchimica con il suo capitale sociale di 20 milioni di dollari (12.500 milioni di lire), versato dai governi dei paesi che partecipano all'impresa.
Le 400 azioni dell'Eurochimica saranno distribuite secondo la seguente proporzione: Francia e Germania, 68 ciascuna; Belgio e Italia, 33 ciascuna; Svezia, 32; Svizzera e Paesi Bassi 30; Danimarca, 22; Austria e Norvegia, 20; Turchia, 16; Portogallo, 6.

Tra i progetti esaminati dal Consiglio in vista dell'inizio dell'attività dell'Ente Europeo per l'Energia Nucleare sono quelli relativi alla gestione in comune di un reattore ad acqua bollente costruito dalla Norvegia ad Halden, alla costruzione di un reattore omogeneo alimentato da una soluzione acquosa di uranio e alle possibilità di produzione di acqua pesante in Islanda mediante l'utilizzazione dell'energia geotermica locale. (*u. s.*)

Ricerche sui metalli per l'era atomica all'Università del Michigan

Presso il Laboratorio di Metallurgia alle alte temperature dell'Università del Michigan, un gruppo di 20 fisici ed ingegneri sotto la direzione del Prof. James W. Freeman stanno effettuando numerose esperienze sui metalli che dovranno essere impiegati per le turbine a reazione per velivoli e automobili, per i veicoli spaziali e per i reattori nucleari nell'immediato avvenire. Gli esperimenti hanno luogo entro un centinaio di piccoli forni che funzionano notte e giorno a temperature sino a circa 1100° centigradi. Campioni di metalli e leghe immessi nei forni sono sottoposti a stiramento con forze dell'ordine di 3.500-7.000 kg/cmq in periodi di tempo che variano da qualche ora ad un anno intero.

Mediante il calcolo delle forze applicate, del tempo della durata dell'esperimento e della temperatura in cui si produce il cosiddetto fenomeno dello «snervamento» (ossia dello scorrimento degli atomi del metallo), nonchè dell'entità della deformazione subita dal campione, gli scienziati del laboratorio sono in grado di pronosticare la durata dei diversi metalli o leghe in un motore a reazione o in un reattore nucleare. Tali previsioni variano dalla vita breve di un motore a razzo alle 100 e talvolta 1000 ore di vita di un motore a reazione o ai 25-40 anni di una caldaia a vapore.

Uno dei forni utilizzati presso il laboratorio è costruito in maniera da permettere l'effettuazione delle operazioni di prova direttamente mentre brucia combustibile per razzi. (*u. s.*)

La produzione dei televisori in Giappone

Il numero degli apparecchi televisivi esistenti in Giappone ha registrato alla fine di settembre un aumento di 38.402 unità rispetto al mese precedente (629.595).

La regione di Tokyo occupa il primo posto con 300.847 apparecchi; seguono Osaka con 179.625, Nagoya con 91.079, Hiroshima con 13.994, Kumamoto con 17.542, Sendai con 9.642, Sapporo con 12.139 e Matsuyama con 4.584.

La prima stazione trasmittente televisiva in Giappone fu inaugurata il 1° febbraio 1953 allorchè si contavano solo 866 apparecchi in tutto il territorio nazionale. Si è particolarmente diffuso il tipo di televisore da 14 pollici, che costa circa 200 dollari. Il primo televisore prodotto in Giappone fu venduto a 500 dollari. Gli apparecchi radio registrati il 10 ottlobre u. s. assommavano a 14.439.941. (*u. p.*)

Un Analizzatore di Nuovo Tipo (*)

a cura del dott. ing. Franco Simonini

QUESTO che presentiamo è veramente uno strumento di tipo nuovo come schema e come tecnica di realizzazione. A migliorare lo schema sono stati infatti introdotti dei contatti azionati dalle spine di innesto dei cordoni corrispondenti ai puntali di misura. Si tratta di una tecnica che fa affidamento sulla tecnologia più avanzata dei contatti metallici.

D'altra parte la sensibilità di questo normale tester da tavolo è stato portata ai 50 μA valore che fino a qualche tempo fa era confinato all'ambito dei laboratori sia per la delicatezza dello strumento che per il costo molto elevato.

Queste migliorie sono la conseguenza dei notevoli passi in avanti realizzati della tecnologia elettrotecnica. I magneti permanenti hanno infatti visto sensibilmente migliorare le loro caratteristiche in questi ultimi tempi, dato che è notevolmente aumentato il flusso massimo realizzabile con gli ultimi tipi di magneti, e con il flusso anche la stabilità nel tempo del flusso stesso, primo coefficiente per una buona precisione delle misure. Le ultime leghe di metalli nobili (palladio iridio ecc.) hanno permesso dei contatti di notevole sicurezza. La tecnica delle resistenze a strato al boro-carbonio ha elevata la stabilità delle resistenze a film così che si sono sensibilmente ridotti sia il costo che le dimensioni delle resistenze addizionali e di shunt. La tecnica dei raddrizzatori al silicio ha poi permesso di realizzare dei ponti di misura di ridottissime capacità di lavoro di modo che la frequenza della tensione alternata di misura è considerevolmente aumentata superando i 20.000 Hz.

I miracoli dello stampaggio in materia plastica hanno infine portato a strumenti notevolmente compatti ed estremamente robusti.

A questa ha d'altra parte contribuito anche la tecnologia dello strumento di misura vero e proprio a bobina mobile che viene oggi realizzato come nel caso del 680 ICE in scatola di copertura ermetica con gioielli montati su sospensione elastica.

Ma a parte questi particolari inerenti la realizzazione riteniamo che anche una occhiata ai nuovi schemi di misura sarà di gradimento al lettore della nostra Rivista.

Fig. 1 - Circuiti relativi alle portate voltmetriche.

1. - CARATTERISTICHE DELLO STRUMENTO.

— 5 portate voltmetriche in c.c.: 2-10-50-200-1000 v.c.c. con elevata sensibilità (20.000 Ω/V)

— 4 portate voltmetriche in c.a.: 10-50-250-1000 v.c.a. con sensibilità di 4000 Ω/V

— 5 portate milliamperometriche: 50 μA - 500 μA; 5-50-500 mA

— 5 portate ohmetriche: ×1, ×10, ×100, ×1000, ×10.000 con lettura diretta da 1 a 100 megaohm.

— 2 portate per misure di capacità: pF ×1, pF ×10.

— 4 portate per misure di uscita con scale dirette in volt e decibel: 10-50-250-1000 V.

Tutte le commutazioni relative ad ogni gruppo di portate vengono realizzate col semplice spostamento di uno dei terminali del puntale di misura. Unico comando manuale la regolazione del fondo scala degli ohm.

Si è giustamente adottato un rapporto 1 ÷ 4 di fondo scala per le varie portate. In tutto 25 portate con uno strumento di dimensioni ridotte a 140 × 96 × 38 mm ed un peso massimo di 500 grammi (batteria compresa entro la scatola dello strumento). Quadrante di scala di 83 × 55 mm e notevole sicurezza di funzionamento dovuta alla mancanza di commutatori ruotanti.

Mediante uno speciale puntale per alte tensioni è inoltre possibile misurare l'A.A.T. di televisori con una portata che arriva fino a 25.000 V (scala 0 ÷ 25 × 1000).

2. - IL CIRCUITO DELLO STRUMENTO.

Seguire di primo acchito lo schema di fig. 4 è piuttosto difficile per chi non sia già introdotto ai circuiti degli strumenti di misura. Chiariremo quindi gli schemi elementari di ogni circuito fornendone a parte lo schema semplificato.

Cominciamo quindi ad esaminare con ordine i circuiti relativi alle portate voltmetriche di fig. 1.

Lo strumento base ha una sensibilità di ben 40 μA fondo scala con circa 2500 Ω di resistenza interna. Ai suoi capi è disposta una serie di resistenze a partitore decadico che ha il duplice scopo di introdurre un certo smorzamento (piuttosto forte anzi dato che il magnete dello strumento, di alnico speciale, consente un notevole flusso magnetico nel traferro dello strumento) e di introdurre le attenuazioni necessarie al circuito amperometrico.

La resistenza complessiva dello strumento base diviene così di 2000 Ω e la sensibilità fondo scala di 50 μA. Il fondo scala è evidentemente regolato con uno shunt magnetico. Impiegando resistenze tarate di produzione in serie evidentemente tutta la messa a punto sta in questo ritocco della sensibilità fondo scala oltre che anturalmente in

(*) L'analizzatore mod. 680 è costruito dalle Ditta ICE di Milano.

un controllo della precisione delle varie portate.

Occorrono 20.000 Ω per ogni volt di tensione misurata. Così la prima resistenza addizionale per i 2 volt fondo scala è costituita da complessivi 38 kΩ (37 kΩ + 1 kΩ) che sommati ai 2.000 Ω dello strumento danno luogo ai 40 kΩ

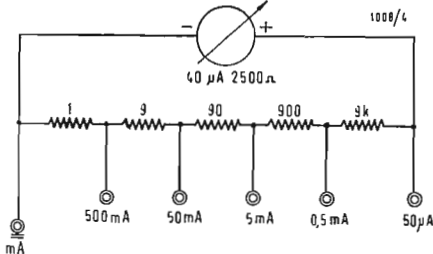



Fig. 2 - Circuito relativo alle misure di corrente continua.

prescritti. Gli altri valori per le rimanenti portate (10-50-200-1000 V fondo scala) sono disposti in serie. Montaggio questo, che presenta il vantaggio di ottenere una certa compensazione negli scostamenti di taratura in più o meno dei valori dei resistori addizionali, solo che si abbia l'accortezza di effettuare il montaggio con tolleranze alternativamente di segno opposto. Ad esempio in più per i 37 kΩ, in meno per i 160 kΩ. in più per gli 800 kΩ successivi e così via. La misura delle tensioni in c.a. è ottenuta con l'ausilio di un ponte di diodi a ridottissima capacità.

rezza e di sensibilità fondo scala di lasciare il ponte sempre inserito così come avviene in certi strumenti.

Il ponte di diodi resta inserito per il lato alternata da un capo alla boccola V e dall'altro al terminale dei 37 kΩ con cui iniziano le resistenze addizionali. Come indicato in fig. 4 d'altra parte ogni terminale destinato a rimanere fisso per il campo di misure prescelto (Ω, = V mA, ∼ V - pF - Ω, output) (mentre l'altro viene spostato sulle portate) è munito di un contatto che viene azionato quando il terminale del puntale viene introdotto nella boccola.

È questa la ardita « novità » dello strumento che permette di commutare nel nostro caso il terminale — dello strumento base da 40 μA dal terminale = V mA al terminale — del ponte di diodi.

Il terminale dello strumento può infatti restare impunemente sempre collegato al capo + del ponte stesso. Il contatto del terminale = V mA (figura 4) inserisce una resistenza da 1 kΩ in serie al circuito voltmetrico.

Tale resistenza è inserita dal lato delle resistenze addizionali voltmetriche per la c.c. e tiene conto della resistenza interna (evidentemente di circa 1 kΩ) del ponte in c.a.

Si tratta naturalmente di una resistenza non lineare. Dato che però con la diversa sensibilità in c.a. di 250 μA fondo scala la prima portata voltmetrica

(1000 V di lavoro almeno) che viene inserito tra il terminale relativo alla c.a. e quello contrassegnato con Output. Naturalmente anche quest'ultima boccola deve azionare un contatto che sarà ovviamente disposto in parallelo alla boccola relativa alla c.a., trattandosi sempre di una misura che richiede l'inserzione del ponte di diodi.

La ridotta capacità di questi ultimi e le resistenze chimiche addizionali permettono di misurare tensioni alternate fino ad una frequenza di oltre 20.000 Hz con buona linearità. Per la portata più bassa di 10 V fondo scala che presenta solo 40 kΩ di resistenza in serie la frequenza limite inferiore sarà sui 25 Hz. Per le altre portate sarà ovviamente notevolmente inferiore così da controllare ad esempio la tensione risultante da un battimento.

La misura di tensione di uscita può venir effettuata con lettura nella scala in dB riportata nello strumento per la portata 0-10 V fondo scala. Per la portata 0-50 V si aggiungono alla lettura 19,5 dB e per la portata 0-250 V 32,2 dB.

Queste letture si riferiscono allo Standard Internazionale assunto come livello base per lo zero dB e cioè 1 mW su 600 ohm pari a 0,775 V efficaci. In fig. 2 è indicato l'ingegnoso schema con cui è stato realizzato il circuito relativo alle misure di corrente.

Lo definiamo come ingegnoso in

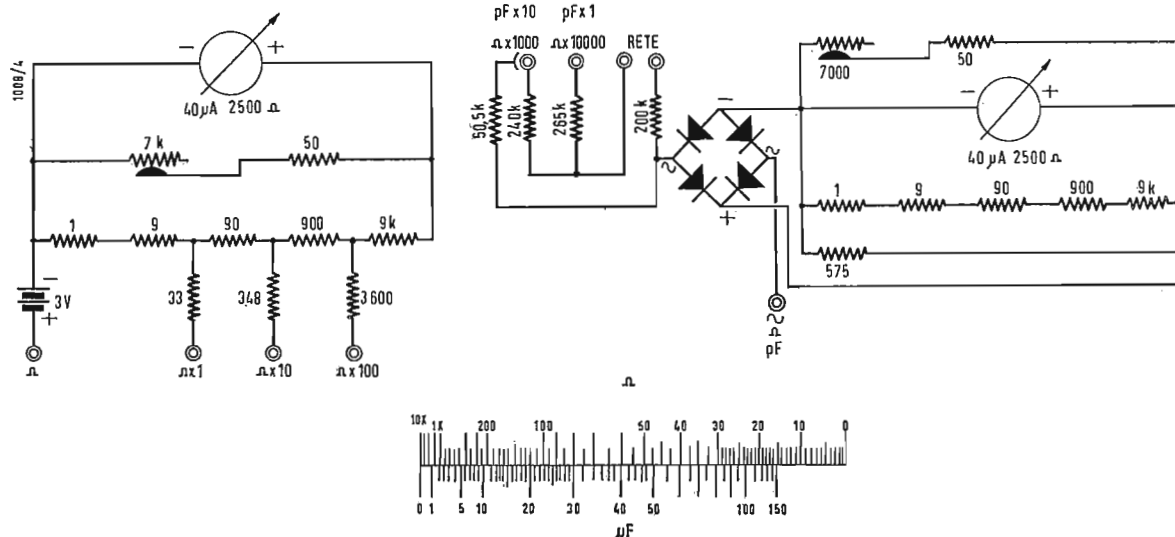



Fig. 3 - Circuiti ohmmetrici per misura di piccole resistenze (a sinistra) e di grandi resistenze oltre che piccole capacità (a destra).

Naturalmente una volta inserito ai capi dello strumento esso si comporta come uno shunt che riduce la sensibilità fondo scala sicuramente oltre i 50 μA.

Per questo motivo si dispone ai capi dello strumento una resistenza di shunt fissa da 575 Ω che porta lo strumento ad una sensibilità di 250 μA fondo scala (4 kΩ/V) per le portate in c.a.

Si è evitato così per misura di sicu-

passa da 2 a 10 V la scala in rosso che sullo strumento riporta le correzioni relative alla prima portata non comporta dei grandi scostamenti di lettura. Se mai fornisce un'idea della notevole cura con cui è stato costruito questo strumento e della notevole precisione che esso consente.

La misura dei volt di uscita richiede come noto un condensatore da 0,1 μF

quanto esso per motivi pratici è ricondotto al più sicuro funzionamento di un normale circuito voltmetrico cosa che constituisce uno dei pregi di questo strumento.

Un commutatore ruotante infatti che inserisse gli shunt corrispondenti alle varie portate presenterebbe dei pericoli in quanto potrebbe, col tempo, introdurre un contatto poco sicuro (per os-

sidazioni delle linguette metalliche o per guasti meccanici) o comunque con le variazioni di resistenza del contatto stesso introdurre una certa imprecisione nelle misure. Con la disposizione di figura 2 una corrente da 500 mA che passi tra i terminali dà luogo ad una caduta di tensione di 0,5 V (0,5 A × 1 Ω) che viene misurata da un circuito voltmetrico costituito da uno strumento da 40 μA con 12.499 ohm in serie. Una corrente da 50 mA passando in 10 kΩ (9 + 1) di resistenza dà luogo a circa 0,5 V di caduta; in realtà infatti la corrente che passa nei 10 Ω è di 50 mA - 40 μA ed alla tensione di poco inferiore corrisponde una resistenza addizionale leggermente inferiore (40 μA × 12.390 ohm).

Lo stesso ragionamento può venir applicato per gli altri valori. In tal modo il solo spostamento dei terminali dei puntali da luogo alla variazione delle portate. Un guasto alle boccole od agli spinotti potrà influire sulla quantità della corrente che passa nel circuito ma non sulla precisione della msura stessa.

Anche in caso di guasto, di interruzione di una delle resistenze di shunt lo strumento si trova sempre inserito in un circuito di tipo voltmetrico che esercita una certa protezione.

Il circuito amperometrico di fig. 2 ha d'altra parte una importante funzione anche nel circuito ohmetrico indicato in via semplificata in fig. 3. Il contatto relativo allo spinotto (vedi fig. 4) inserisce un circuito di regolazione (l'unico comando manuale dello strumento).

Dopo di che è sufficiente chiudere una delle tre resistenze addizionali fondo scala su di una piletta da 3 volt e regolare il fondo scala dello strumento tramite il potenziometro da 7 kΩ, e lo strumento sarà pronto per la lettura del valore della resisrenza. Con la prima portata (Ω × 1) si leggono circa 45 Ω in centro scala e si legge con facilità fino al valore di 1 ohm.

Con le altre due portate (Ω × 10 ed Ω × 100) si leggono i 450 ed i 4500 ohm in centro scala.

Per i valori superiori (Ω × 1000 ed Ω × 100.000) si ricorre alla misura in c.a. dato che si ha a che fare per lo più con resistenze di tipo chimico per le quali una frequenza di 50 Hz non altera le misure, mentre può permettere quelle di capacità anche piccole con le portate pF × 10 e pF × 1 corrispondenti alle portate ohmetriche Ω × 1000 ed Ω × 10.000.

Qualsiasi valore di alimentazione di rete è sufficiente come alimentazione dell'ohmetro in c.a. L'eccesso di corrente viene regolato con il potenziometro da 7000 Ω.

In tal modo si arriva ad apprezzare un valore di circa 0,5 MΩ in centro scala ed a distinguere un valore, di capacità fino a 200-500 pF.

I condensatori di tipo elettrolittico di notevole capacità (fino a 150 μF) possono venir stimati secondo la scala riportata in fig. 3 leggendo il valore in corrispondenza del massimo scarto che subisce l'indice dello strumento quando questo viene collegato con le opportune polarità dei puntali (+ con + e — con —) ai terminali del condensatore.

La fig. 4 fornisce lo schema generale d'assieme del circuito risultante dalla combinazione dei circuiti di fig. 1-3. In esso, come si vede, hanno grande importanza i sei contatti di terminali a spina, contatti dei terminali di misura e le boccoline dello strumento in quanto forzano leggermente tra loro i metalli a contatto.

In tutto 20 resistenze di precisione parte a filo e parte a strato al Boro-Carbonio, una piletta da tre volt, un condensatore da 0,1 μF, un ponte di diodi, un potenziometro da 7000 Ω e lo strumento base.

Tutto questo materiale viene sistemato razionalmente nella scatola di bakelite stampata in cui sono ricavate le sedi per ogni organo.

Non per nulla un'accurata produzione di serie ha portato a dei prezzi di vendita che solo uno strumento di concezione veramente razionale poteva permettere. Uno schema di questo genere può venir d'altra parte seguito anche dal dilettante a patto che le commutazioni necessarie vengano realizzate a parte con un piccolo commutatore anzichè dai contatti azionati dei terminali di misura.

Riteniamo quindi anche per tale motivo di avere fatto cosa utile con questa descrizione al lettore della Rivista e siamo a disposizione di chi. tramite la redazione, ci vorrà interrogare in proposito.

3. - LO STRUMENTO MODELLO 650.

La ICE ha però realizzato ultimamente anche uno strumento avente sensibilità fondo scala di 10 μA. Con questa realizzazione si fa una discreta concorrenza al voltmetro a valvola (100.000 Ω/volt).

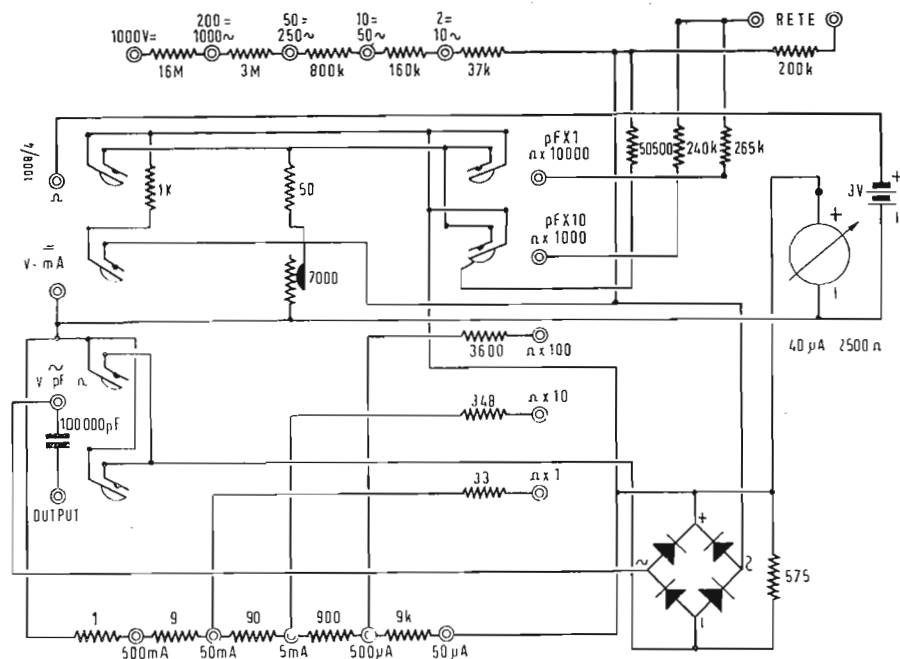



Fig. 4 - Schema generale d'assieme del circuito risultante dalla combinazione dei circuiti di cui alle figure da 1 a 3.

Senza contare che la scala dello strumento è molto più ampia (finestra di 110 × 64 mm) di quello dello strumento fino qui descritto modello 680 e sono disponibili anche le utilissime portate relative ai mA in c.a. L'alimentazione in c.a. è realizzata tramite due diodi al germanio.

Lo schema elettrico differisce di poco da quello del 680.

I programmi televisivi costano sei volte più di quelli sonori

Il BBC Handbook per il 1958, pubblicato in questi giorni, afferma che i programmi televisivi vengono a costare all'ora circa sei volte più di quelli radio.

Il costo delle trasmissioni televisive è salito da £. 2,675 all'ora nel 1956 a £. 3,256 all'ora nel 1957. I costi delle radiotrasmissioni sono passati da £. 540 all'ora nel 1956 a £. 575 nel 1957.

Il Manuale sottolinea che la BBC gode di completa indipendenza per quanto riguarda le normali operazioni di trasmissione radio e televisiva, un'indipendenza che si applica ugualmente alla preparazione di programmi per i pubblici d'oltremare.

Una delle tabelle che più colpiscono nel Manuale elenca non meno di 50 Paesi in tutto il mondo che ritrasmettono regolarmente i programmi d'oltremare della BBC. Nessun'altra organizzazione radiotrasmittente nel mondo può vantare un simile grado di accettazione da parte degli ascoltatori d'oltremare. (*u. b.*)

I Trasduttori ad Effetto Hall*

I trasduttori che utilizzano l'effetto di Hall sono eccellenti elementi moltiplicatori, squisitamente elettronici, che si prestano ad una vastissima gamma di applicazioni industriali.

a cura di Raoul Biancheri

1. - I TRASDUTTORI AD EFFETTO HALL.

La principale proprietà dei dispositivi che utilizzano l'effetto Hall è di tradurre una grandezza magnetica (campo) in una grandezza elettrica (tensione), ma contrariamente ad altri dispositivi noti, le tensioni fornite sono sono proporzionali al valore assoluto del campo magnetico e non a delle variazioni di questo. Il fenomeno è tanto più interessante allorchè una tensione di uscita è costituita dal prodotto esatto del valore del campo e del valore della corrente di eccitazione, nell'istante considerato.

I trasduttori che utilizzano l'effetto Hall sono dunque degli eccellenti elementi moltiplicatori, prettamente elettronici, dinanzi ai quali si apre una vastità di applicazioni.

Fuori delle nuove possibilità che essi offrono alla tecnica delle misure magnetiche, la loro eccellente precisione di moltiplicazione li addita particolarmente al servizio delle calcolatrici analogiche, in sostituzione dei potenziometri a filo, paralizzati dalla loro lentezza dovuta al meccanismo di trasporto. Nei servomeccanismi, essi saranno particolarmente apprezzati in tutti i casi in cui è necessario regolare automaticamente il prodotto o il rapporto di due grandezze come una velocità di rotazione e una coppia.

2. - L'EFFETTO HALL.

La deviazione di un fascio elettronico è l'applicazione più immediata delle interazioni fra magnetismo ed elettricità. Si ignora generalmente che questo effetto utilizzato così comunemente in tutti i tubi a vuoto, si manifesta ugualmente per gli elettroni muoventesi nei conduttori. Questo è stato messo in evidenza per la prima volta nel 1879, ad opera del fisico americano Hall.

Nelle sue esperienze, Hall utilizzò un foglio rettangolare di materiale conduttore schematizzato nella fig. 1. Su due lati opposti di questo foglio, egli fissò degli elettrodi (1 e 2) il cui spessore era grande in rapporto a quello del foglio. Poi dispose in maniera simmetrica, due elettrodi più piccoli (3 e 4 su gli altri due bordi del foglio e misurò la tensione fra questi ultimi, dopo aver stabilito una corrente fra gli elettrodi 1 e 2.

In assenza dell'influenza esterna egli non rilevò, beninteso, alcuna tensione fra gli elettrodi 3 e 4, ma il fenomeno cambiò d'aspetto quando egli spostò il foglio sotto l'azione di un campo magnetico in maniera tale che le linee di questo campo fossero perpendicolari alla linea di conduzione. Gli elettroni di conduzione erano deviati dalla loro traettoria normale, la corrente circolava in una maniera assimmetrica e una debole tensione si determinava fra gli elettrodi 3 e 4.

Questa tensione è chiamata « tensione di Hall». Essa è proporzionale al prodotto dell'induzione magnetica per l'intensità della corrente di eccitazione circolante fra gli elettrodi 1 e 2. Un trasduttore ad effetto Hall è un dispositivo, basato su questo principio, capace di fornire delle tensioni utilizzabili per una applicazione pratica.

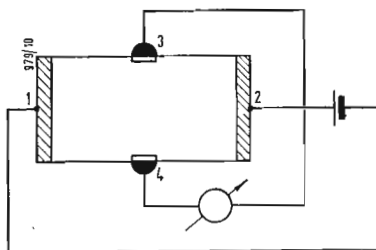



Fig. 1 - Quando una piastrina conduttrice è percorsa da una corrente elettrica ed esposta ad un campo magnetico perpendicolare, una « tensione di Hall » sorge fra gli elettrodi 3 e 4.

I 75 anni che separano la scoperta dell'effetto Hall dalla sua applicazione pratica si spiegano unicamente con il fatto che il fenomeno si manifesta in un modo estremamente debole con i corpi conduttori. Con i metalli, per esempio, l'effetto di Hall si manifesta appena a sufficienza perchè si possa metterlo in evidenza.

Con dei semiconduttori molto puri, si dispone di una tensione di Hall relativamente grande ma si urta allora in una resistenza interna talmente elevata che non è possibile ottenere una sufficiente potenza.

Dopo lunghi lavori di ricerca gli stabilimenti Siemens sono pervenuti a mettere a punto delle combinazioni chimiche che posseggono delle caratteristiche che permettono applicazioni pratiche. Si tratta di combinazioni di semiconduttori composti di elementi appartenenti al terzo ed al quinto gruppo principale del sistema periodico, noti come composti di antimonio e arsenico con l'indio. Questi materiali permettono di ottenere delle tensioni di Hall che raggiungono un volt e sono suscettibili di generare delle potenze che raggiungono i 200 millivatt.

Alle forti tensioni di Hall, la potenza fornita dipende essenzialmente dalla mobilità delle cariche del semiconduttore; essa aumenta con quest'ultimo. È precisamente questa mobilità che raggiunge, nei materiali menzionati, dei valori sensibilmente più elevati che non negli altri semiconduttori noti. Per l'antimonidio di indio essa è maggiore che per l'arsenidio di indio, ma si preferisce sovente quest'ultimo materiale a causa della sua maggiore indipendenza nei riguardi della temperatura ambiente.

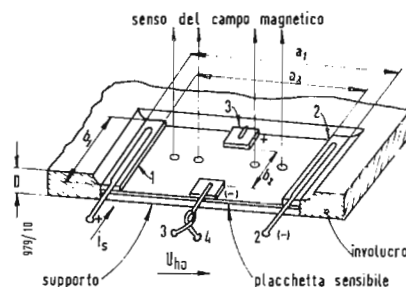



Fig. 2 - La piastrina sensibile del trasduttore di Hall è rivestita di un velo protettivo.

3. - COSTITUZIONE E CARATTERISTICHE FONDAMENTALI DI UN TRASDUTTORE AD EFFETTO HALL.

Il disegno della fig. 2 rappresenta la sezione di un trasduttore ad effetto Hall. Si vede che la piastrina semi-

(*) I trasduttori di Hall qui descritti sono realizzati dalla Siemens. Le note che seguono sono tratte da SCHREIBER H., Les transducteurs à effet Hall, *Electronique Industrielle*, luglio-agosto 1957, pag. 114.

conduttrice è posta su una piastra di supporto; il tutto è avvolto con un rivestimento protettivo isolante.

Si riconoscono ugualmente gli elettrodi 1 e 2 ai quali si applica la corrente di eccitazione i_s, così pure i contatti 3 e 4 dai quali si preleva la « tensione di Hall ».

Il collegamento che unisce l'elettrodo 3 passa sotto la piastrina. Le lunghezze a_1 e b_1 definiscono le quote di quest'ultima; ma è solamente sulla superficie situata all'interno degli elettrodi, delimitata da a_2 e b_2, che essa è attiva. Le dimensioni degli elettrodi collettori sono indicati da s e da t; d_1 definisce lo spessore della piastrina semiconduttrice. In presenza di una corrente di eccitazione i_s, e di un campo magnetico di eccitazione B perpendicolare a quest'ultima, si potrà definire una « tensione di Hall a vuoto » dall'espressione:

$$U_{ho} = \frac{R_h}{d_1} \cdot G\left(\frac{a_2}{b_2} \cdot \frac{s}{a_2} \cdot \frac{t}{b_2} \cdot B\right) i_s . B$$

Oltre alle due grandezze di eccitazione i_s e B, la tensione di Hall dipende essenzialmente dalla « costante di Hall » R_h, dallo spessore della piastrina d_1 e così pure dalla funzione G nella quale entrano in gioco le dimensioni geometriche della piastrina e degli elettrodi e per una parte molto più debole l'induzione di eccitazione. Questo indica che il trasduttore ad effetto Hall non è un moltiplicatore rigorosamente esatto; si vedrà appresso che l'errore resta assai piccolo e che può essere facilmente compensato. Per una piastrina sensibile molto lunga (a_2 molto maggiore di b_2) la funzione G tenderebbe all'unità e diverrebbe perfettamente indipendente dall'induzione.

Sarebbe lo stesso nel caso che gli elettrodi collettori fossero puntiformi. In pratica le dimensioni degli elettrodi sono date dalla possibilità di fabbricazione e si ottiene il miglior compromesso adottando, per la piastrina, un rapporto di due ($a_2 = 2b_2$). In queste condizioni si ottiene a 10.000 gauss, un valore di circa 0,75 per la funzione G.

I valori pratici per la costante di Hall vengono posti fra 100 e 600; si ottiene la tensione di Hall in volt nella formula precedentemente citata, esprimendo lo spessore della piastrina in cm la corrente di eccitazione in ampere e l'induzione in 10^8 gauss.

Fig. 3 - La resistenza di uscita varia con l'intensità del campo magnetico.

Fig. 4 - Si constata ugualmente una variazione della resistenza di entrata sotto l'influenza del campo magnetico.

Fig. 5 - Famiglia di caratteristiche di un transduttore di Hall.

La resistenza di uscita R_{ih} è un'altra caratteristica importante di un trasduttore ad effetto Hall; si misura fra gli elettrodi collettori con il circuito di eccitazione aperto. Questa resistenza dipende dall'induzione B; per $B = 0$, si ottiene una « resistenza di uscita di riposo » R_{iho}. Il grafico della fig. 3 indica l'influenza dell'intensità del campo sulla resistenza di uscita; i valori pratici di quest'ultima sono dell'ordine dell'ohm. Sovente bisogna ugualmente tener conto della resistenza dei collegamenti, che è dello stesso ordine di grandezza. Collegando una resistenza di carico agli elettrodi collettori si provoca una caduta di tensione nella resistenza interna del trasduttore; si ottiene dunque una tensione di uscita che è inferiore alla tensione a vuoto definita precedentemente e che è data dall'espressione:

$$U_h = \frac{U_{ho}}{1 + \frac{1}{\lambda} \cdot \frac{R_{ih}}{R_{iho}}}$$

dove λ definisce il rapporto di adattamento (resistenza di carico sulla resistenza di uscita a vuoto) si noterà che la grandezza R_{ih} dipende dall'induzione di eccitazione (fig. 3); scegliendo un rapporto di adattamento conveniente si arriva a compensare la non linearità del trasduttore. Queste condizioni sono date per un rapporto di adattamento dell'ordine di 7; si arriva così a limitare l'errore di moltiplicazione entro $\pm 1\%$.

Fra gli elettrodi di eccitazione si misura una « resistenza di entrata R_{is} che è dello stesso ordine di grandezza della resistenza di uscita e che varia come questa in funzione dell'induzione (fig. 4).

4. - CARATTERISTCHIE NOMINALI

A fianco delle caratteristiche fondamentali che sono state definite e che sono essenzialmente fissate dal principio utilizzato, il costruttore indica ugualmente delle caratteristiche nominali il cui significato è anzitutto pratico. Si definisce dunque una « induzione nominale » B_n quella sino alla quale la linearità della moltiplicazione è garantita nei limiti di precisione di cui si parlerà appresso. Il valore di B_n si pone generalmente a 10.000 gauss; un valore maggiore di questo non arreca nessun danno al trasduttore. All'incontro, sarebbe pericoloso sorpassare la corrente nominale di comando il cui valore si pone, secondo i tipi e le applicazioni, fra 75 mA e 0,6 A. Dei valori maggiori sono pure possibili se viene assicurata la dissipazione del calore prodotto. La tensione di uscita residua, che può essere dovuta ad una dissimetria degli elettrodi, resta generalmente dell'ordine del millivolt. Con un campo magnetico alternato, si può ugualmente osservare una tensione residua indotta; a 50 Hz il suo ordine di grandezza è di 50 microvolt.

La caratteristica nominale di un trasduttore ad effetto Hall è rappresentato

nella fig. 5. Si vede effettivamente che la linearità lascia a desiderare nel caso del funzionamento a vuoto ($\lambda = \infty$), per gli altri tre valori del rapporto di adattamento, diviene difficile distinguere uno scarto di proporzionalità.

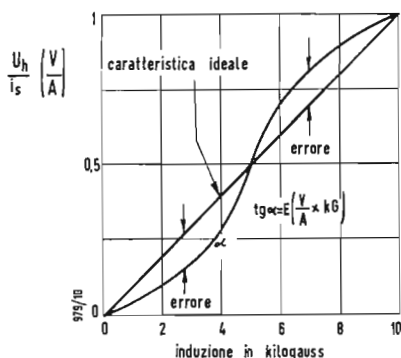



Fig. 6 - Curva di errore di un transduttore di Hall.

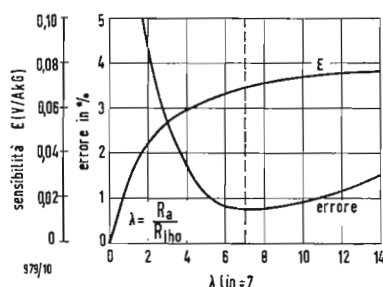



Fig. 7 - La sensibilità e l'errore dipendono dal rapporto di adattmento.

In maniera molto evidente, e forse anche esagerato, gli scarti fra la caratteristica ideale e l'andamento ideale sono riprodotti nella fig. 6, si vede che la scelta appropriata del rapporto di adattamento permette di ottenere una concordanza in tre punti.

La pendenza mediadella caratteristica è uguale alla pendenza reale della caratteristica ideale, questa pendenza definisce la « sensibilità » nominale del generatore. Questa sensibilità è data dalla relazione:

$$E = U_h/i_s \cdot B$$

e si esprime in volt/ampere per chilogauss; i valori che di ottengono in pratica sono dell'ordine di 0,06.

È già stato visto che la sensibilità e l'errore di moltiplicazione dipendono del rapporto di adattamento λ; il grafico della fig. 7 esprime questa relazione. Si constata che l'errore passa da una minimo a circa $\lambda = 7$; per questo valore la sensibilità è inferiore di molto poco alla massima teorica.

Inoltre, si può definire la « potenza Hall » massima che si ottiene scegliendo la resistenza di carico uguale alla restenza di carico uguale alla resistenza di uscita del trasduttore. In queste condizioni ci si scarta, assai fortemente dall'errore di moltiplicazione minima definito in precedenza. Seguendo il tipo di trasduttore questa potenza varia fra 0,25 e 50 mW. Essa è sovente sufficiente per comandare direttamente un piccolo relè o per far deviare un galvanometro; si può allora compensare la mancanza di linearità mediante una adeguata taratura.

Fig. 8 - Diversi tipi di trasduttori di Hall. Un fiammifero (a sinistra) serve da scala di riferimento.

In talune applicazioni, può essere ugualmente assai interessante il conoscere il « tempo di rilassamento » di un trasduttore ad effetto Hall. Questo « tempo di rilassamento » è il ritardo che occorre dare a quest'ultimo affinchè dopo l'applicazione di un impulso ritorni nel suo stato iniziale. Questo ritardo, che possiede dunque all'incirca lo stesso significato che il tempo di deionizzazione di un thyratron è dell'ordine di 10^{-13} secondi. Teoricamente, il trasduttore ad effetto Hall sarebbe dunque ancora utilizzabile con delle onde centimetriche, ma non bisogna perdere di vista che, per delle frequenze assai più basse delle centimetriche, lo smorzamento dovuto alle perdite di Foucault e all'effetto pellicolare, diviene assai sensibile.

5. - TIPI DI TRASDUTTORI AD EFFETTO HALL.

La riproduzione della fig. 8 indica differenti tipi di trasduttori ad effetto Hall fabbricati dalla Siemens. Delle piastre semiconduttrici nude sono presentate nella parte inferiore, in altri si vedono delle campionature ricoperte. I tipi (FA), a sinistra, sono destinati a delle misure di campo. Un elemento moltiplicatore (MA) è presentato in centro; a destra si osserva un elemento di misura (JA), di dimensioni relativamente grandi. Un fiammifero, all'estrema sinistra stabilisce la scala.

Le coppie dei fili dei collegamenti sono di frequente infilati nella stessa guaina isolante. Gli elementi rappresentati sono ricoperti con un materiale di permeabilità magnetica uguale all'unità (araldite, ceramica).

Questi componenti vengono ugualmente montati nel traferro di una bobina a nucleo ferro-magnetico in cui si ha, il vantaggio di ridurre al minimo questo traferro. In pratica, non si può adottare dei traferri inferiori ad un millimetro, a meno che la ricopertura dell'elemento sia realizzata in ferrite. In questo caso, si arriva a dei traferri efficaci dell'ordine di 0,3 mm; ma la saturazione della ferrite limita l'induzione a 2000 o 3000 gauss.

Negli schemi elettrici si utilizza uno stesso simbolo (fig. 9) per questi tipi di trasduttori. Eventualmente si può anche esprimere, nel simbolo, la polarità della corrente di eccitazione, del campo magnetico e della tensione di Hall. La fig. 10 indica che le pola-

Fig. 9 - Rappresentazione schematica di un trasduttore di Hall

Fig. 10 - Le polarità delle grandezze elettriche e magnetiche possono ugualmente essere espresse nel simbolo del trasduttore.

rità delle grandezze elettriche sono definite dal senso della diagonale e dai segni + e — . Per la polarità del campo si utilizza un punto o una croce in un cerchio centrale. Il primo segno indica che il campo che attraversa la plachetta dal basso in alto; il secondo è utilizzato nel caso opposto.

Per tutti i tipi viene garantito un funzionamento corretto fino ad una temperatura ambiente di 65° centigradi, la temperatura del semiconduttore può raggiungere 120° centigradi. Assicurando una dissipazione di calore su una o su le due facciate dell'elemento si può aumentare la corrente di eccitazione fino al 300 % del suo valore nominale.

Il fissaggio dell'elemento sulla superficie disperdente può essere fatto a vite o tramite incollatura; nei due casi si deve evitare di sottomettere il semiconduttore a delle tensioni meccaniche La variazione della tensione di Hall con la temperatura resta assai piccola; e d'altra parte, essa può essere compensata in maniera assai agevole.

6. - APPLICAZIONE DEI TRASDUTTORI AD EFFETTO HALL

All'inizio di questo articolo sono stati dati dei brevi cenni circa le possibilità di applicazione dei trasduttori ad effetto Hall ed è logico che i lettori siano ora incuriositi dopo aver letto la descrizione di un tale dispositivo ed in particolare in armonia con la tecnica elettronica presente. La tecnica dei trasduttori ad effetto Hall è ancora assai giovane perchè essa abbia già potuto dar luogo a delle applicazioni su scala industriale. La sola meta di questo articolo è dunque di permettere ai lettori di fare conoscenza con questa nuova tecnica. L'autore si augura che i vantaggi di quest'ultima saranno rapidamente riconosciuti ed apprezzati da coloro che hanno la possibilità di sperimentare e noi attendiamo con impazienza di avere degli esempi di applicazione pratica da poter presentare ai nostri lettori.

*

Pronto il primo apparato telescopico per la rilevazione fotografica dei satelliti artificiali

La Boller & Chivens Incorporated ha portato a termine il primo dei 12 apparati telescopici speciali che serviranno alla rilevazione fotografica dei satelliti artificiali americani dalle stazioni di osservazione già approntate a tale scopo in varie parti del mondo.

Si tratta di una gigantesca macchina del peso di oltre 3 tonnellate, alta 3 metri, larga 2,75 e dello spessore di 1,80 metri. Il sistema ottico della telecamera consta di uno specchio sferico del diametro di 787 mm e di tre lenti di correzione da 50 cm di diametro, fabbricate con due diversi tipi di vetro speciale, che consentono di riprendere con la massima nitidezza le fotografie dei satelliti.

La pellicola è disposta lungo una superficie in corrispondenza del fuoco dello specchio sferico e permette immagini di centimetri 5 × 30. L'affusto sul quale è montata la macchina fototelescopica permette di dirigerla in qualsiasi direzione del cielo, mentre un concegno automatico consente di spostarla per seguire l'orbita del satellite senza l'intervento degli operatori.

La macchina riprende due fotogrammi su ciascuna sezione di pellicola: la prima immagine, scattata mentre la macchina è puntata sul satellite, fornisce la fotografia del satellite stesso sullo sfondo di scie delle stelle più brillanti, mentre la seconda immagine, eseguita dalla macchina mentre essa è puntata sulle stelle di fondo e si muove con queste, provvede i riferimenti necessari per determinare la posizione del satellite. Nel corso della prima esposizione, il tempo di ripresa dell'immagine, approssimato sino al millesimo di secondo, viene impresso direttamente sulla pellicola per consentirà la successiva determinazione del tempo esatto del passaggio del satellite. La localizzazione alternata del satellite in base alla sua velocità e a quella delle stelle viene resa possibile da un meccanismo che consente l'oscillazione della macchina e la variazione dell'apertura dell'otturatore.

La Kodak Company ha realizzato una pellicola speciale avente eccezionali doti di rapidità, che si è rivelata però superflua nelle prove effettuate dai tecnici, in quanto si è constatata una luminosità dei satelliti molto maggiore di quella prevista.

Pertanto sarà utilizzato un tipo di pellicola già largamente impiegata nella cinematografia industriale. *(u. s.)*

Una lampada atomica per leggere il giornale

La United States Radium Corporation ha iniziato la produzione di lampade atomiche che traggono la loro energia luminosa dalla reazione tra cristalli di fosforo e krypton radioattivo.

La nuova lampada, sin dal suo lancio sul mercato americano nel dicembre dello scorso anno, è stata costantemente migliorata al punto che gli ultimi modelli consentono la lettura agevole di un giornale ad una distanza di circa 1 metro, mentre i tipi iniziali fornivano luminosità di 10 volte inferiore. La luce della lampada è visibile ad oltre 450 metri di distanza ed è particolarmente adatta per segnalazioni ferroviarie. Con il perfezionamento dei procedimenti produttivi del nuovo prodotto nucleare, il suo costo si è ridotto da 100 dollari (circa 62.500 lire) per unità a 35-75 dollari (circa 22.000-47.000 lire).

I dirigenti della Radium Corporation, pur ammettendo che il prezzo della lampada atomica da segnalazione è considerevolmente superiore a quello di lampade ordinarie a petrolio od elettriche, sottolineano peraltro che il nuovo ritrovato elimina del tutto la necessità di manutenzione e le spese per la sua alimentazione e che la sua durata è di 10 anni.

A confermare le brillanti prospettive della lampada atomica nella segnalazione ferroviaria è giunta la decisione dei dirigenti della New York Central di adottarla negli scali ferroviari automatici che la compagnia sta attualmente costruendo. L'impiego di tali lampade consentirà di risparmiare migliaia di metri di cavi elettrici e apprezzabili quantitativi di energia elettrica.

Oltre alle applicazioni ferroviarie, che sono sperimentate dalla New York Central, dalla Denver & Rio Grande Western e dalla Chicago Burlington & Quincy Railroad, sono in corso esperienze per l'eventuale impiego della lampada atomica nelle segnalazioni autostradali, sui mezzi di locomozione nelle miniere sotterranee e nelle boe marine da segnalazione. Anche la Marina americana le ha adottate per l'illuminazione dei ponti delle unità da guerra. *(u. s.)*

Il niobio prodotto allo stato puro

La Westinghouse Electric Corporation è riuscita a produrre allo stato puro, per la prima volta nel mondo, nei suoi laboratori scientifico il cosiddetto «metallo-meraviglia , il niobii, che potrà contribuire sensibilmente al progresso della tecnologia dei reattori nucleari e delle turbine a reazione per velivoli.

La scoperta di un metodo pratico per la raffinazione del niobio, noto anche come colombio, sarà della massima importanza per le applicazioni industriali pratiche, data la sua caratteristica di conservare le sue doti di resistenza anche a temperature superiori ai 980° C.

Gli scienziati della Westinghouse sono riusciti a purificare il metallo mediante ripetute fusioni nel vuoto quasi assoluto. L'alta temperatura di fusione (che si aggira sui 1950 °C) e la bassa pressione hanno consentito di eliminare gradualmente le impurità del niobio. *(u. s.)*

Accordo Westinghouse-Siemens per i reattori nucleari

La Westinghouse Electric Corporation ha annunciato nei giorni scorsi la stipulazione di un accordo con la Siemens Schuckertwerke di Erlangen (Germania occidentale), in virtù del quale l'importante gruppo industriale tedesco, uno dei maggiori in Europa per la costruzione di apparati elettrici, potrà accedere ai dati e alle informazioni relative alla progettazione e alla costruzione di impianti elettronucleari e di reattori completi in possesso della società americana.

Il nuovo accordo, che integra l'intesa conclusa nel 1954 tra i due gruppi industriali per lo scambio di assistenza relativamente agli impianti ordinari per la produzione di elettricità è sostanzialmente identico a quelli già raggiunti dalla Westinghouse con la Fiat S. p. A. di Milano e con l'Ateliers de Constructions Electriques di Charleroi (Belgio).

La Siemens ha attualmente allo studio un reattore nucleare sperimentale ad acqua pesante pressurizzata, del quale sarà probabilmente costruito un impianto-pilota a scala ridotta sul territorio della Repubblica Federale tedesca. *(u. s.)*

In servizio il terzo sommergibile a propulsione nucleare

Con un anticipo di 7 mesi rispetto al programma, la General Dynamics Corporation ha consegnato ufficialmente ai rappresentanti della Marina statunitense il terzo sommergibile a propulsione nucleare.

Lo «Skate» è la prima unità di questo tipo prodotta in serie, nel quadro del nuovo programma di costruzioni navali destinato a modernizzare la Flotta americana.

L'unità ha una lunghezza di 79,5 metri ed un dislocamento di 2.400 tonnellate. *(u. s.)*

Proposta una centrale alimentata da un reattore omogeneo

Un gruppo industriale, comprendente la Westinghouse Electric Corporation e dalla Pennsylvania Power & Light Company, ha proposto nei giorni scorsi alla Commissione americana per l'Energia Atomica (AEC) la costruzione di un reattore elettronucleare omogeneo, in risposta all'invito diramato nel gennaio del 1957 dalla stessa Commissione, nel quadro del suo Programma per i Reattori Nucleari.

La proposta avanzata all'AEC chiede al governo il finanziamento di ricerche ed esperienze sul reattore durante il 1958-1979 e rinvia al dicembre 1959 la decisione definitiva di procedere o meno alla costruzione del nuovo tipo di reattore destinato ad alimentare una centrale elettronucleare da 75.000-150.000 kW. in base all'esito delle esperienze.

La Westinghouse e la Pennsylvania Power & Light iniziarono il progetto del reattore omogeneo nel 1955, investendo sinora nelle ricerche e nello sviluppo di questo nuovo tipo di apparato 5 milioni e mezzo di dollari e creando «ex novo» un apposito centro di studi ed esperienze completamente attrezzato e dotato di perso nale di provata capacità.

Come è noto, i reattori omogenei liquidi, pur essendo di costruzione più semplice di quelli eterogenei, richiedono un combustibile arricchito e presentano diverse difficoltà, tra cui la decomposizione parziale dell'acqua adoperata per la soluzione con uranio e torio nei suoi elementi costituenti, idrogeno ed ossigeno.

Il gruppo industriale che ne ha proposto a costruzione prevede di non poter superare prima di due anni le difficoltà incontrate in sede di sviluppo. *(u. s.)*

Africa del nord

La C.A.R.M. annuncia che la trasmissione delle 21.30-21.40 su metri 35,29 (8500 kHz) del M.N.A. deve trattarsi di una stazione clandestina che trasmette dal Libano (come probabilmente trasmetteva dall'Egitto F.L.N., altra stazione anti-francese e anti F.L.N). Un bollettino in lingua francese dalle N.U. viene trasmesso alle ore 22.30-22,45 su 13,95, 13,96, 16,79, 19,62, 19,67, 25,51, 31,14, 42,16. Abbiamo rilevato che questo bollettino delle ore 22.30 viene ritrasmesso la mattina dell'indomani dalle ore 06.15-06.30. Ascolto confortevole su 25,51 e 31,14. Ringraziamo il C.A.R.M. per la cortese comunicazione.

Albania

Radio Tirana per il suo programma diretto all'estero ad onde corte usufruisce solamente di due frequenze: 7850 kHz (metri 38,20) e 6910 (metri 43,42). Il programma in lingua francese viene effettuato dalle ore 22.00 alle ore 22.30 ed il programma italiano dalle ore 21,00 alle ore 21.30. Altro programma in lingua italiana viene trasmesso dalle ore 23.00 alle ore 23.30 sulla frequenza di 1088 kHz (onde medie: metri 275,5).

Austria

Alla domenica viene trasmesso un programma per l'estero in inglese e francese su 7245 (41,41 metri) dalle ore 10,45 alle ore 11.00 intitolato « Questa settimana in Austria ».

Azzorre

Nelle Isole Azzorre hanno vita 4 reti di radiodiffusione. La principale governativa, due commerciali ed una militare U.S.A. La prima « Emissora Regionale dos Accores » con servizio interno su 61,66 m (4865 kHz), 1 kW. La « Emissora do Clune Asas do Atlantico » su 191,1 m (1571 kHz - 0,08 kHz). La « Radio Club de Angra do Heroismo » con stazione su 1322 kHz (226,9 m - 0,15 m). E per ultimo le stazioni americane dell'« Armed Forces Radio Service » che emettono su 200 metri (1500 kHz - 0,05 kW).

Cina

Le trasmissioni verso l'Europa in lingua Inglese da Radio Pechino:
20.30-21.00 su 31,72 (9460 kHz) e 42,37 (7080 kHz);
22.30-23.00 idem.
Le trasmissioni in lingua Spagnola:
21.30-22.00 su 31,72 e 42,37;
23.00-23.30 idem.

Europa

Il numero dei radioabbonati alla fine del mese di Novembre 1957 risultava per l'Europa il seguente:

Rep. Federale Tedesca	14.421.127
Francia	9.500.000
Gran Bretagna	7.354.024
Russia Europea	7.000.000
Italia	6.400.000
Polonia	3.971.104
Rep. Democratica Tedesca	3.900.000
Cecoslovacchia	2.969.412
Svezia	2.582.967
Olanda	2.500.000
Belgio	2.000.000

seguono:
Austria, Spagna, Ungheria, Danimarca, Romania, Svizzera, Finlandia, Norvegia, Yugoslavia, Grecia, Portogallo, Irlanda, Bulgaria, ecc.

Francia

A datare dal 1° gennaio 1958 tutte le stazioni radiofoniche di Francia saranno rifuse e ridistribuite in tre nuovi programmi. Non si tratterà più di « Rete National », « Parisienne », « Inter » ma, prendendo esempio dalla Radio Italiana, esse si chiameranno: France I, France II, France III.
Esse comprenderanno i programmi seguenti: France I (Paris-Inter, emissione mondiale), France II (Regionale e leggero), France III (culturale).

FRANCE I: sarà la rete dell'informazione e della attualità; con varietà, commedie, drammi, distrazioni, avventure, ecc. Capo fila sarà Paris-Allouis (1829 m, 164 kHz, 500 kW dalle ore 19.15 alle ore 24.00) in tutte le altre ore del giorno irradierà con 250 kW, ininterrottamente. Essa effettuerà un programma notturno come quello di Roma II « Notturno dall'Italia », adattato alla mentalità francese, interrompendo solo nella notte da Giovedì a Venerdì dalle 04.18 alle ore 06.15. Le altre stazioni che trasmetteranno in relais saranno:

Stazione	kW	m	kHz
Nizza I	60	193	1554
Paris III	1	513,9	584
Grenoble II	0,05	202	1484
Montpellier II	0,05	202	1484
Perpignano	1	202	1484
Brest III	1	201	1493
Marseille III	1	201	1493
Nantes II	1	201	1493
Strasbourg III	0,05	201	1493
Toulouse III	1	201	1493
Nimes I	2	188	1594
Toulon	0,05	188	1594
Paris	100	48,39	6200
Caen	12	95,6	MHz
Luttange	12	93,3	MHz

La trasmissione ad onde corte: Domenica 07.00-24.00; Feriali 06.30-24.00.

FRANCIA II: tenderà a divenire « la voce della provincia ». Ecco le stazioni destinate a questa rete di radiodiffusione:

Stazione	kW	m	kHz
Paris I	150	347	863
Bayonne	1	201	1493
Bordeaux I	100	249	1205
Lille I	150	218	1376
Limoges I	100	379	791
Lyon I	100	498	602
Marseille I	150	422	710
Monpellier	10	213	1403
Nancy I	150	359	836
Nice II	20	213	1403
Quimpere II	20	213	1403
Rennes I	150	445	674
Rouen	20	213	1403
Strasbourg I	150	259	1160
Toulouse I	100	318	944
Bourges	12	93,0	MHz
Caen	12	95,8	MHz

FRANCIA III: metterà in evidenza il ruolo culturale della radio in tutte le sue forme. Le stazioni addette a questa rete sono:

Stazione	kW	m	kHz
Paris II	100	280	1070
Annemasse I	1	202	1484
Bayonne II	1	222	1349
Besancon	0,2	201	1493
Bordeaux II	20	249	1205
Caen	0,05	202	1484
Clermond F.	20	222	1349
Dijon	1	202	1484
Grenoble	20	222	1349
Lille II	20	242	1241
Limoges II	20	222	1349
Lyon II	20	242	1241
Marseille II	20	280	1070
Nancy II	20	242	1241
Nantes I	10	222	1349
Nice III	20	242	1241
Pau	20	242	1241
Poiteirs	1	202	1484
Quiméer I	20	242	1241
Rennes II	20	242	1241
St. Brieucs	0,05	202	1484
Strasbourg II	100	235	1277
Toulouse II	20	222	1349
			MHz
Paris	5	—	96,1
Bordeaux	0,25	—	98,1
Burges	12	—	89,4
Caen	12	—	87,8
Lille	2	—	92,2
Luttange	12	—	89,7
Mont-Pilat	12	—	92,7
Mulhouse	12	—	91,1
Nancy	0,25	—	96,9
Pic-du-Midi	2	—	97,8
Strasbourg	2	—	95,0
Toulouse	0,25	—	92,8

Le stazioni a modulazione di frequenza di Bourges-Neuvy, Marseille-Pic-d'Etoile, Pic-du-Midi, Dijon inizieranno prossimamente a trasmettere.
Osservazione: si spera anche che con il rimaneggiamento delle reti di emissione si addiverrà ad una più logica ridistribuzione delle stazioni. Se ci sono tre stazioni che portano lo stesso nome, la numerazione I, II, III dovrebbe servire ad individuare direttamente la rete presso cui lavora la stazione, così come fatto in Italia), esempio: Marseille III che lavora per France I, Marseille I che lavora per France II, Marseille II che lavora per France III, Non sarebbe più logico che Marseille III che lavora per France I prendesse il nome di Marseille I? Si pensa che sarebbe più logico e più comprensibile per i nostri amici francesi.

Giappone

A partire dal 1° dicembre il programma di Tokio diretto all'Europa viene anticipato alle ore 08.30-08.50 su 16,80 e 19,70 (17855 e 15225 kHz), questo programma viene trasmesso in lingua francese.

Gran Bretagna

Gli ascoltatori della « La Voce di Londra » sanno già che dal 15 settembre tutte le trasmissioni della B.B.C. in lingua straniera sono state rimaneggiate. Di conseguenza anche la loro composizione è stata alterata, ma sebbene sia stato abolito qualche programma sono state inaugurate altre rubriche. Per soddisfare numerose richieste dei propri ascoltatori « Radio Londra » trasmetterà una lezione di lingua inglese alla sera alle ore 22.00 (una volta alla settimana) « Listen and Speak ; in oltre comincerà una nuova serie di lezioni dal titolo « Answer George » — Rispondi a Giorgio — dedicata agli studenti più progrediti. La trasmissione delle ore 19.30 rimane inalterata e quella delle ore 22 comprenderà una nuova rubrica « Quadrante ». Importante rubrica di attualità che includerà servizi di attualità internazionali e collaborazioni di noti giornalisti. Ecco l'elenco dei programmi:

13.15-13.30 su 25,19, 19,51, 16,91;
19.30-20.00 su 30,82, 25,12, 19,66;
22.00-22.45 su 30,53, 25,68, 19,66.

Notiziari quotidiani: alle ore 19.30 e 22.00. Rassegna della stampa britannica: alle 13.15 dopo la lezione di inglese. Meridiano di Greenwich: da lunedì a sabato alle ore 19.30. Seguito da una rubrica tecnica, economica e scientifica. Alle ore 22.00 seralmente (eccetto al mercoledì) commento politico. Lezioni di inglese: «Calling All Beginners» (invito all'inglese): domenica alle ore 19.30 ripetuta il mercoledì alle ore 13.15; sabato alle ore 19.30 ripetuta il lunedì alle ore 13.15. Listen and speak: martedì alle ore 22.00 ripetuta il venerdì sera ed il martedì della settimana successiva. Il martedì alle ore 22.00 il corso intermedio di cui vi abbiamo sopra accennato « Answer George ». Questa lezione è ripetuta il giovedì ed il sabato alle ore 13.15. Il corso pratico « What to say? » - È così che si dice? - alla domenica alle ore 13.15. Speriamo aver fatta cosa grata ai nostri lettori che si interessano a queste interessantissime trasmissioni.

Guyana francese

Rileviamo che le trasmissioni da Cayenna cominciano a diventare udibili in Italia verso la mezzanotte e non sulla frequenza ufficiale di 48,39 ma su quella di 48,27 (6225 kHz). A quell'ora vengono trasmesse informazioni in lingua francese.

Israele

Dal 15 dicembre il programma trasmesso dalla « Voce di Sion » viene anticipato di un quarto d'ora, sempre su 33,30 (9008 kHz).

Spagna

Il bollettino di dicembre di Radio Nazionale di Spagna, Stazione di Madrid, porta che il programma in lingua francese viene trasmesso dalle ore 21.50 alle ore 22,20 su 42,25 e 48,94 (7100 e 6130 kHz, 100 kW) e su 9585 kHz, 31,30 m, 40 kW. Il programma italiano viene trasmesso dalle ore 22.40 alle ore 23.00.

(Micron)

Principî di Funzionamento e Criteri di Progettazione di Componenti

Considerazioni sui Criteri di Progetto dei

dott. ing. Pierantonio Cremaschi

1. - APPLICAZIONI E SCOPI DI UN TRASFORMATORE.

Il contenuto di questo articolo tratta dei criteri generali di progetto dei trasformatori impiegati negli impianti di amplificazione sonora ad alta fedeltà. Si osserva che questi criteri generali di progetto possono essere considerati non solo per il progetto di trasformatori nel campo delle audio frequenze o poco più, come è il caso delle applicazioni nel campo dell'alta fedeltà, ma anche come criteri generali di progetto di trasformatori in genere: infatti cambiando il campo di frequenze entro il quale il trasformatore deve lavorare il procedimento generale da seguire rimane lo stesso, solamente cambia l'importanza relativa che assumono i vari parametri in gioco fra loro. Nel campo dell'alta fedeltà riveste grande importanza soprattutto il trasformatore d'uscita dello stadio finale in controfase di potenza. Le considerazioni che seguono saranno particolarmente rivolte al calcolo di questo trasformatore che rappresenta il componente principale di tutto l'impianto di amplificazione e che determina in gran parte la possibilità o meno di realizzare distorsioni bassissime e una riproduzione uniforme di tutta la banda acustica.

Fig. 1 - Stadio finale in controfase a funzionamento « ultralineare » con trasformatore d'uscita.

Inoltre in impianti di amplificazione sonora si possono avere dei trasformatori invertitori di fase, quantunque ora poco impiegati e generalmente sostituiti da stadi amplificatori invertitori che possono compiere assai bene le funzioni una volta esclusivamente affidate ad un trasformatore invertitore.

Quando il segnale da amplificare proveniente dal rivelatore sia esso testina di giradischi o testina di nastro magnetico o microfono, è a bassa impedenza e l'ingresso dell'amplificatore è ad alta impedenza, è ovviamente conveniente inserire un trasformatore elevatore al fine di avere un accoppiamento ottimo e non perdere della potenza utile all'ingresso, proprio quando la potenza del segnale è bassa e quindi evitare di peggiorare notevolmente il rapporto segnale-rumore.

Nella fig. 1 è rappresentato uno stadio finale in controfase con trasformatore d'uscita, come generalmente viene realizzato negli amplificatori ad alta fedeltà. Nella figura 2 un trasformatore invertitore di fase per il pilotaggio di uno stadio finale in controfase e nella figura 3 un trasformatore così detto d'ingresso, atto ad innalzare l'impedenza della sorgente audio.

Concludendo queste prime considerazioni, il trasformatore si può considerare il componente di un apparecchio o meglio il trasduttore a quattro morsetti, due d'entrata e due d'uscita, il quale serve per accoppiare in modo ottimo, vale a dire eliminando ogni perdita di potenza, un circuito richiedente un carico di caratteristica diversa da quella di ingresso di un altro circuito: in fig. 4 a) è lo schema del trasformatore, in b) è la rappresentazione del trasformatore mediante il quadripolo equivalente, vale a dire con un trasduttore a quattro morsetti. Si osservi che mediante un trasformatore è possibile separare il potenziale continuo di un circuito da quello di un altro circuito a quindi è possibile passare da un'uscita bilanciata ad una sbilanciata (fig. 3), e questo viene sovente realizzato. Ad esempio per i microfoni magneto-dinamici e per certe testine di nastro magnetico.

In tutti gli impianti di amplificazione sonora, alimentati da corrente alternata, esistono poi i trasformatori di alimentazione. I criteri generali di progetto dei trasformatori di alimentazione, concettualmente analoghi a quelli per il calcolo di qualsiasi altro trasformatore, in pratica sono assai diversi in quanto le caratteristiche richieste differiscono enormemente: ad esempio si pensi che un trasformatore di alimentazione deve far passare solo una frequenza di 50 Hz, mentre i trasformatori in genere, per il campo audio, devono essere progettati per almeno $7 \div 8$ ottave. (per ottava si intende il campo di frequenze che si ha fra una qualsiasi frequenza e il suo doppio, ad esempio fra 50 Hz e 100 Hz, fra 100 Hz e 200 Hz e così via).

2. - CIRCUITI MAGNETICI E CIRCUITI ELETTRICI.

Nel seguito vengono esposti alcuni concetti di carattere teorico, atti a comprendere il funzionamento di un trasformatore. Fatto questo, sarà più facile lo studio delle caratteristiche di un trasformatore e della dipendenza di queste caratteristiche dalle dimensioni e dai materiali costituenti il trasformatore.

Un trasformatore sostanzialmente è costituito da uno o più circuiti magnetici e da uno o più circuiti elettrici. Come i circuiti elettrici sono governati dalla legge di ohm:

$$V = RI ;$$

così i circuiti magnetici sono governati da una legge analoga a quella di ohm quando al posto della tensione si in-

per Impianti ad Alta Fedeltà

Trasformatori

(primo articolo)

troduca la forza magnetomotrice, al posto della resistenza la riluttanza magnetica, ed al posto della corrente il flusso magnetico. La legge per i circuiti magnetici risulta quindi la seguente:

$$M = R^* \Phi$$

te nel circuito stesso. Si noti la diminuzione della riluttanza con l'aumentare della forza magneto-motrice all'inizio, il tratto quasi rettilineo intermedio, la forte saturazione corrispondente ad una forte diminuzione della riluttanza per elevati valori della forza magnetomotrice agente.

I circuiti magnetici sono però nettamente diversi dai circuiti elettrici in quanto i circuiti magnetici non possono essere ben definiti come i circuiti elettrici, ma si hanno sempre delle perdite e delle dispersioni.

Questo è dovuto al fatto che mentre per i circuiti elettrici esistono dei materiali che sono perfettamente conduttori e dei materiali che sono perfettamente isolanti aventi dei valori di resistenza assai diversi fra loro, con rapporti anche dell'ordine di 10^{18}, per i circuiti magnetici, invece, si hanno solo al massimo delle differenze di $10^3 \div 10^4$ per i comuni materiali ferromagnetici usati nei trasformatori per le sopra accennate applicazioni ed, al massimo, $10^4 \div 10^5$ nel caso di leghe magnetiche speciali, come ad esempio il mumetal, il permalloy e simili.

sono essere divisi in due grandi categorie: i materiali magnetici e i materiali non magnetici. Per materiali non magnetici si intendono quei materiali che hanno una permeabilità dell'ordine di grandezza di quella dell'aria, ossia del vuoto; per materiali magnetici, invece, si intendono tutti quei materiali che hanno una permeabilità almeno qualche centinaia di volte quella del vuoto.

Nel seguito si passano in rassegna le unità di misura usate per le grandezze caratteristiche dei vari circuiti magnetici. Si riportano le unità del sistema MKS Giorgi, vale a dire del sistema pratico largamente usato in Italia nei trattati di ingegneria. Si ricorda però che nella letteratura americana e nei trattati di fisica si fa largo uso del sistema cgs elettromagnetico. Per questo si riportano in Tabella I i coefficienti atti a passare dal sistema MKS Giorgi al sistema cgs elettromagnetico per quelle grandezze che interessano le nostre applicazioni.

Il flusso magnetico viene espresso in weber, la densità di flusso magnetico,

Fig. 2 - Stadio preamplificatore, trasformatore invertitore di fase e stadio finale in controfase con trasformatore d'uscita.

Fig. 4 - *a*) Schema di un trasformatore: Z_1 e I_1 impedenza e corrente primarie, Z_2 e I_2 impedenza e corrente secondarie. - *b*) Quadripolo equivalente al trasformatore di *a*).

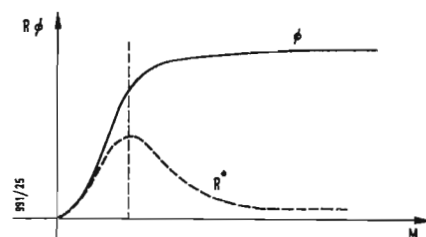



Fig. 5 - Caratteristica flusso magnetico-forza magneto-motrice ed andamento della riluttanza magnetica in funzione della forza magneto-motrice agente.

Naturalmente come la resistenza dei circuiti elettrici può essere variabile così anche la riluttanza dei circuiti magnetici può essere diversa a seconda delle condizioni di funzionamento del circuito stesso. Quanto è stato precedentemente enunciato si traduce nella così detta dualità esistente fra i circuiti elettrici e i circuiti magnetici.

Nella fig. 5 è riportato l'andamento qualitativo per un normale circuito magnetico, del flusso magnetico in funzione della forza magneto-motrice agen-

Fig. 3 - Trasformatore d'ingresso schermato.

Come la resistenza è data da:

$$R = \varrho \frac{l}{A} ;$$

dove: ϱ è la resistività del materiale impiegato, vale a dire la resistenza di un cubetto elementare unitario:

l è la lunghezza del circuito;
A è la sezione, ammessa questa costante;

così per un circuito magnetico la riluttanza può essere espressa da:

$$R^* = \frac{1}{\mu} \times \frac{l}{A}$$

dove: $1/\mu$ è la reluttività;
μ è la permeabilità.

Non si è indicato con un simbolo l'inverso di μ perchè questa grandezza specifica non viene quasi mai usata, invece grande impiego trova la grandezza specifica μ cioè la permeabilità.

I vari materiali dal punto di vista delle loro proprietà magnetiche, pos-

vale a dire l'induzione magnetica B, viene espressa in weber/m².

La f.m.m. si esprime in amper-spire che corrisponde alla fmm prodotta da un amper che circola in una spira. La fmm per unità di lunghezza si esprime in amper-spira/m.

Per quanto riguarda la riluttanza, la definizione risulta immediata in quanto, in un circuito magnetico avente una riluttanza unitaria, una forza magnetomotrice di un ampere-spira produce un flusso di un weber. Generalmente però si preferisce usare la permeanza invece della riluttanza, come già detto.

Quando si usano i weber/m² per l'induzione magnetica, le amper-spire/m per la forza magneto-motrice, la permeabilità nel caso del vuoto, assume il seguente valore:

$$\mu = 1{,}256 \times 10^{-6} \frac{\text{weber/m}^2}{\text{amper-spire/m}}$$

La permeabilità generalmente si esprime non in $\frac{\text{weber/m}^2}{\text{amper-spire/m}}$ bensì in

TABELLA I

GRANDEZZA	SIMBOLO	DENOMINAZIONI DELLE UNITÀ		RAPPORTI FRA LE UNITÀ
		c g s elettrom.	M K S Giorgi	cgs elettrom. MKS Giorgi
Lunghezza	l	cm	m	10^{-2}
Tempo	t	s	s	1
Massa	m	g	kg	10^{-3}
Forza	F	dina	J/m	10^{-5}
Lavoro	L	erg	J	10^{-7}
Induzione magnetica	B	gauss	Wb/m²	10^{-4}
Flusso magnetico	Φ	maxwell	Wb	$\sim 10^{-8}$
f m m specifica	H	oersted	amper-spira/m	$\sim 0,8 \cdot 10^2$
Forza magneto motrice	M	gilbert	ampere-spira	$\sim 0,8$
Riluttanza	R^*	—	—	$\sim 0,8 \cdot 10^8$
Permeanza	P^*	—	—	$\sim 1,26 \cdot 10^{-8}$
Permittività (costante dielettrica)	ε	—	—	$\sim 0,8$
Permeabilità (costante magnetica)	μ	—	—	~ 1.26

$\dfrac{\text{henry}}{\text{metri}}$ dove: l'henry è l'unità di misura dell'induttanza, parametro noto dallo studio dei circuiti elettrici.

L'induttanza è legata al flusso magnetico e alla corrente in esso circolante dalla ben nota relazione:

$$L = \frac{n\,\Phi}{I}$$

dove: Φ è espresso in weber;

I è espresso in ampere;

L è espresso in henry.

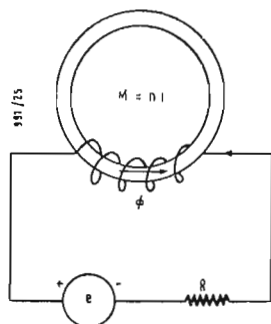



Fig. 6 - Circuito elettrico concatenato con circuito magnetico. Notare la dualità esistente fra il circuito elettrico e il circuito magnetico.

Quindi gli: henry/m non sono altro

che i: $\dfrac{\text{spire} \times \text{weber}}{\text{m}^2} \Big/ \dfrac{\text{ampere-spire}}{\text{m} \times \text{spire}}$

quindi, poichè il quadrato del numero delle spire non ha dimensioni, risulta che:

$$\frac{\text{henry}}{\text{m}} = \frac{\text{weber}}{\text{m}^2} \Big/ \frac{\text{ampere-spire}}{\text{m}}$$

perciò:

$$\mu = 1.256 \times 10^{-6} \text{ henry/m} =$$

$$= 1,256\ \mu\text{H/m}$$

In fig. 6 è rappresentato un semplice circuito elettrico concatenato con un circuito magnetico. Il circuito elettrico contiene un generatore che fornisce una forza elettro-motrice e, una resistenza R ed una bobina avente una induttanea L con n spire. Il circuito magnetico, a parte le dispersioni nell'aria circostante, è costituito da un nucleo toroidale di materiale magnetico.

La forza magneto-motrice agente è data da ni dove i è la corrente circolante nel circuito elettrico.

Ammesso che il toro abbia sezione costante A e lunghezza media l, il materiale magnetico impiegato abbia una permeabilità μ, il flusso viene immediatamente calcolato con le formule sopra riportate. Se è nota la forza elettro motrice e. la seguente equazione differenziale permette di ricavare i, come ben noto dallo studio dei circuiti elettrici:

$$e = Ri + L\,\frac{di}{dt}$$

3. - LEGGI GOVERNANTI IL FUNZIONAMENTO DEL TRASFORMATORE SENZA PERDITE.

In fig. 7 è riportato ancora il circuito magnetico di fig. 6 al quale è stato aggiunto un altro avvolgimento avente n_2 spire. Quando nel circuito magnetico circola il flusso Φ, prodotto dalla forza magneto-motrice $M = n_1 i_1$ per una nota legge nell'altro circuito elettrico circolerà una corrente i_2 tale che:

$$n_1\, i_1 = n_2\, i_2$$

Si osservi che questa legge vale solo se il flusso prodotto dall'avvolgimento avente n_1 spire si concatena tutto con l'avvolgimento avente n_2 spire, vale a dire che non vi siano perdite.

L'avvolgimento avente n_1 spire è detto primario, quello avente n_2 spire è detto secondario e così di seguito nel caso esistano altri avvolgimenti sul medesimo toro. Il rapporto fra le correnti i_1 e i_2, dette rispettivamente corrente primaria e secondaria, è dato dall'inverso del rapporto spire e cioè:

$$\frac{n_2}{n_1} = \frac{i_1}{i_2}$$

Se si indica con Φ il flusso circolante nel circuito magnetico, una ben nota legge dice che la forza elettro-motrice indotta in un circuito elettrico concatenato con un circuito magnetico, come potrebbe essere quello con n spire di fig. 6. è data da:

$$-\,e = n\,\frac{d\,\Phi}{dt}$$

Nel caso di forze elettro-motrici sinusoidali, vale a dire se:
$e = E \text{ sen } (\omega t + \varphi)$ dove E è l'ampiezza massima della forza elettro-motrice; ω è la pulsazione uguale a $2\pi f$, dove f è la frequenza, e φ è la fase; o nel

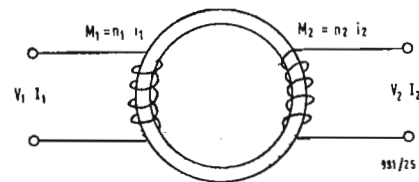



Fig. 7 - Circuito magnetico a forma toroidale sul quale sono avvolti due distinti circuiti elettrici costituiti da due bobine aventi n_1 ed n spire.

caso di flusso avente una legge di variazione nel tempo sinusoidale, cioè:

$$\Phi = \Phi_M \text{ sen } \omega t$$

i ha che: $e = n\,\Phi_M \omega \text{ sen } (\omega t - 90^\circ)$

cioè:

$$E = n\,\Phi_M\,\omega \quad \text{e} \quad \varphi = -\,90^\circ$$

Concludendo, il valore massimo della

forza elettro-motrice indotta è dato dal prodotto del numero delle spire per il valore massimo del flusso e per la pulsazione. Quando, come in figura 7, gli avvolgimenti sono 2, indicando con E_1 ed E_2 le forze elettromotrici massime indotte nell'avvolgimento primario e nell'avvolgimento secondario, si ha che:

$$E_1 = n_1 \Phi_M \omega$$
$$E_2 = n_2 \Phi_M \omega$$

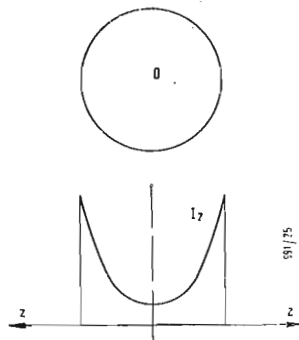



Fig. 8 - Grafico mostrante l'andamento della densità di corrente I_z al variare della distanza Z dal centro O del conduttore di sezione circolare.

e quindi:

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{n_1}{n_2}$$

Vale a dire, il rapporto delle forze elettro motrici indotte è uguale al rapporto spire.

Se si introducono ora i valori efficaci dati dai valori massimi divisi per $\sqrt{2}$ si ha che:

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{n_1}{n_2} \quad \text{e} \quad \frac{I_1}{I_2} = \frac{n_2}{n_1}$$

dove:
V_1 e V_2 sono i valori efficaci delle tensioni primaria e secondaria come ben noto, queste leggi valgono solo

Fig. 9 - Circuito equivalente di un trasformatore.

in assenza di perdite nel trasformatore. Infatti la potenza primaria, in questo caso, si trasferisce interamente al secondario:

$$V_1 I_1 = V_2 I_2$$

cioè:

$$P_1 = P_2$$

dove:

la potenza primaria è stata indicata con P_1 e quella secondaria con P_2.

4. - LE PERDITE NEI TRASFORMATORI.

Nel paragrafo precedente si è esaminato il comportamento dei trasformatori trascurando le perdite di energia che si hanno con il trasferimento di potenza fra il primario e il secondario.

Le perdite possibili in un trasformatore, possono avere diverse origini. Al fine di meglio comprendere come queste perdite influiscano sul funzionamento di un trasformatore, si preferisce ricorrere al circuito equivalente del trasformatore stesso nel quale le varie perdite sono rappresentate dalle potenze dissipate a causa dei parametri così detti parassiti.

Quanto viene esposto nel seguito vale in generale per qualsiasi trasformatore, sia esso il piccolo trasformatore usato negli apparecchi elettronici, sia esso un grosso trasformatore avente una potenza anche migliaia di volte superiore degli impianti di distribuzione di energia elettrica. A seconda delle applicazioni i parametri possono avere più o meno importanza, vale a dire in alcune applicazioni parte di questi parametri sono così piccoli o di effetto così piccolo, che possono essere del tutto trascurati; in altre applicazioni invece, i medesimi parametri possono assumere valori notevoli mentre gli altri potranno essere trascurati.

Si ricorda che un trasformatore è costituito da due o più avvolgimenti i quali a loro volta sono costituiti da conduttori di rame isolati con vernice isolante oppure con un rivestimento di cotone. Gli avvolgimenti presentano quindi una resistenza al passaggio della corrente elettrica in corrente continua. Come ben noto, questa resistenza è data da:

$$R = \varrho \frac{l}{A}$$

dove: ϱ è la resistenza del rame;
l è la lunghezza del circuito, cioè del conduttore che costituisce l'avvolgimento;
A è la sezione del conduttore:

$$A = \frac{\pi D^2}{4}$$

dove: D è il diametro del conduttore non isolato.

Si ricorda che la resistività del rame è una funzione della temperatura e che, quindi, per calcolare il valore della resistenza in corrente continua offerta dagli avvolgimenti, è necessario conoscere la temperatura a cui gli avvolgimenti vengono portati durante il funzionamento del trasformatore.

Si osserva che il valore di resistenza, precedentemente trovato, vale solo in

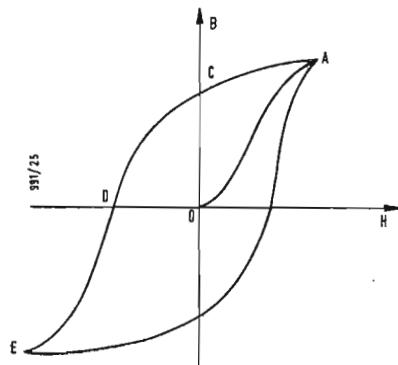



Fig. 10 - Ciclo di isteresi magnetica.

casi di corrente continua, vale a dire quando la densità di corrente è uguale in ogni punto della sezione del conduttore. Si ricorda, come ben noto che quando la frequenza è sufficientemente alta, la densità di corrente non è più costante nell'interno del conduttore ma varia a seconda della distanza che c'è fra il punto considerato e la periferia del conduttore. Se si indica con z questa distanza, con I la densità di corrente alla superficie e con I_z la densità di corrente ad una distanza z dalla superficie, si ha che:

$$I_z = I \exp\left(-\frac{z}{d}\right)$$

dove: d è la così detta profondità della « pelle », vale a dire la profondità alla quale la densità di corrente assume un valore dato da circa $I/2{,}72$, cioè $1/2{,}72$ del valore che ha alla superficie, ben evidente dall'espressione riportata:

d è dato da:

$$d = 5033 \sqrt{\frac{\varrho}{\mu f}}$$

dove: f è la frequenza;
μ è la permeabilità relativa del nucleo magnetico (la permeabilità dell'aria sia posta = 1);
ϱ è la resistività del conduttore in ohm/cm.

Si chiede venia al lettore se le unità usate in questa formula non appartengono al sistema MKS Giorgi. Si ricorda però che le unità impiegate sono quelle comunemente adottate e per comodità di uso della formula si è

preferito non usare quelle del sistema MKS Giorgi.

La distribuzione non uniforme della corrente porta ad una variazione della resistenza del conduttore. Il calcolo esatto del valore di questa resistenza porta a formule piuttosto complicate. Approssimativamente si può tener conto di questo effetto considerando come utile solo quella parte di conduttore contenuto fra la periferia e una profondità data dallo spessore della pelle. La resistenza R_f ad una data frequenza f assume il seguente valore:

$$R_f = \frac{\varrho\, l}{d \pi D}$$

In fig. 8 è rappresentata la sezione di un conduttore con l'andamento qualitativo della densità di corrente I al variare della distanza z dal centro O del conduttore.

Se il trasformatore possiede due avvolgimenti, si indichino con R_1 ed R_2 le due resistenze dei due avvolgimenti, rispettivamente primario e secondario, calcolate come sopra riportato.

Quando ad una certa frequenza f viene applicato un segnale ai morsetti di un avvolgimento, eseguito su un nucleo di materiale magnetico, in questo materiale si hanno delle perdite dovute a due cause che nel seguito verranno separatamente analizzate.

La prima di queste cause è la così detta perdita per correnti parassite o di Foucault la quale si traduce in un riscaldamento del nucleo magnetico causato dalle correnti in questo circolanti. Infatti il materiale magnetico possiede una certa conducibilità che però è molto piccola, e quindi funziona come da avvolgimento secondario, cioè in esso circolano correnti appunto chiamate correnti di Foucault. Al fine di ridurre al minimo questa circolazione di correnti, si eseguono dei nuclei magnetici a strati successivi di materiali magnetici e di materiali isolanti. Si preparano dei lamierini magnetici isolanti da una parte e dall'altra, generalmente mediante vernici isolanti o strati di ossidi isolanti, e poi si dispongono questi lamierini uno sopra l'altro. Ovviamente tanto più piccolo è lo spessore del lamierino tanto più piccole saranno le correnti di Foucault. Nelle applicazioni agli amplificatori questi lamierini possono avere anche spessori di 0,35 mm.

L'effetto prodotto da queste correnti di Foucault, sul funzionamento del trasformatore, può essere ad esempio rappresentato dall'effetto prodotto da un avvolgimento posto in parallelo con l'avvolgimento primario. Nel circuito equivalente di fig. 9 questa resistenza è indicata con R_F posta in parallelo all'avvolgimento primario. Il calcolo di questa resistenza equivalente si effettua mediante la conoscenza della potenza reale perduta a causa delle correnti di Foucault.

Nel caso dei trasformatori di potenza, le perdite per correnti parassite si hanno non solo nel nucleo, ma anche negli stessi conduttori che in generale hanno delle dimensioni trasversali rilevanti, e nei quali la densità di corrente non è costante da punto a punto della sezione del conduttore. Nei trasformatori, per le nostre applicazioni, avendo i conduttori impiegati un diametro molto piccolo, le uniche correnti parassite da considerare sono quelle del nucleo.

Nel caso di nuclei costituiti da lamierini, isolati fra loro, le perdite espresse in watt/cm³ sono date dalla seguente formula:

$$P_F = \frac{(\pi t f\, B_{max})^2}{6\, \varrho\, 10^{16}}$$

dove: t è lo spessore in cm del lamierino;

f è la frequenza in Hz;

B_{max} è la densità massima del flusso in linee/cm (10.000 linee/cm = = 1 Wb/m);

ϱ è la resistenza specifica o resistività.

Si chiede venia al lettore se le unità usate in questa formula non appartengono al sistema MKS Giorgi. Si ricorda però che le unità impiegate sono quelle comunemente adottate, e per comodità di uso delle formule si è preferito non usare quelle del sistema MKS Giorgi.

Noto il valore specifico della perdita di potenza espressa in watt/cm³, con sufficiente approssimazione, essendo in generale molto piccoli gli strati di isolanti, interposti fra lamierino e lamierino, si può calcolare il valore complessivo delle perdite del lamierino dovute alle correnti parassite moltiplicando il valore di P_f per il volume del nucleo del trasformatore espresso in cm³.

Se si indica con V il volume del nucleo in cm³, la perdita totale è data da:

$$P_{tot\,F} = V\, P_F$$

Come ben noto, la resistenza equivalente si calcola dalla seguente equazione:

$$P_{tot} = I_1^2 R'_F = I_2^2 R''_F$$

dove: I_1 è il valore efficace della corrente primaria, nel caso che la resistenza equivalente R_F si voglia riferire al primario;

I_2 è la corrente secondaria, nel caso che R_F si voglia riferire al secondario.

Come si può ben vedere dalle espressioni sopra riportate, le perdite diminuiscono fortemente con lo spessore dei lamierini in quanto queste perdite sono direttamente proporzionali al quadrato dello spessore. Inoltre le perdite sono proporzionali anche al quadrato della frequenza e quindi saranno molto maggiori ad esempio nei trasformatori di alimentazione da inserire su reti funzionanti a 60 Hz (U.S.A.), che non a 50 Hz (Europa).

La seconda causa di perdita del materiale magnetico è la ben nota perdita dovuta all'isteresi magnetica. Si ricorda che per isteresi magnetica si intende il ciclo, detto appunto di isteresi, che si ha quando un materiale magnetico è soggetto ad una fmm alternativa. A forza magneto-motrice nulla e flusso nullo, vale a dire nelle condizioni iniziali, il materiale magnetico, se assoggettato a una forza magneto-motrice crescente, segue la curva di magnetizzazione OA simile a quella già vista e rappresentata in fig. 5. Se nel punto A la forza magneto-motrice inizia a diminuire, il flusso non segue più la curva di magnetizzazione OA ma la curva AC; in altre parole, per una forza magneto motrice nulla, il flusso non è nullo ma rimane un flusso residuo. Per annullare questo flusso residuo è necessario ulteriormente diminuire il valore della forza magneto-motrice passando a valori negativi fino a raggiungere il punto D. Se la forza magneto-motrice continua a diminuire, il flusso segue la curva DE; ritornando poi a valori nulli della forza magneto-motrice e a valori positivi, il ciclo è del tutto simmetrico e viene ripetuto continuamente.

L'energia perduta per ciclo a causa dell'isteresi magnetica, è data dall'area racchiusa nel ciclo di isteresi. La potenza perduta per isteresi è naturalmente data dal prodotto dell'energia dissipata per ciclo moltiplicata per la frequenza. Al fine di calcolare questa potenza perduta per unità di peso, si può ricorrere a varie formule, ma quella che sembra la più conveniente è la seguente:

$$P_i = K_i \frac{f}{100} \left(\frac{B_{max}}{1000}\right)^{1{,}6}$$

dove: K_i è una costante che dipende dal materiale impiegato e dalla unità di peso usata;

B_{max} è il valore massimo che assume la densità di flusso espressa in linee/cm.

Si chiede venia al lettore se le unità usate in questa formula non appartengono al sistema MKS Giorgi. Si ricorda però che le unità impiegate sono quelle comunemente adottate, e per comodità di uso delle formule si è preferito non usare quelle del sistema MKS Giorgi.

La potenza perduta è quindi data da:

$$P_{tot} = P_i\, p$$

dove: p è il peso del nucleo nell'unità di misura prescelta.

La resistenza equivalente da introdurre nel circuito equivalente è data da:

$$P_{tot} = I_1^2 R_i' = I_2^2 R_i''$$

dove: I_1 è la corrente primaria nel caso che si voglia riferire la resistenza equivalente R_i al primario.

I_2 è la corrente secondaria nel caso si voglia riferire al secondario la resistenza equivalente R_i.

Come bene appare dalle formule precedentemente riportate, la perdita per isteresi dipende dalla frequenza, e non dal quadrato della frequenza come abbiamo precedentemente visto nel

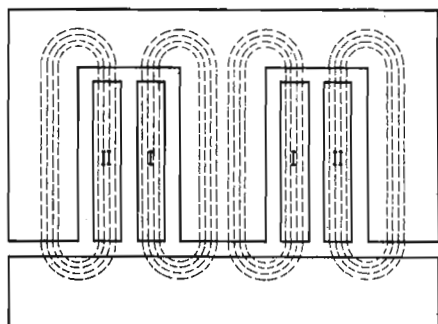



Fig. 11 - Andamento qualitativo dei flussi dispersi di un trasformatore.

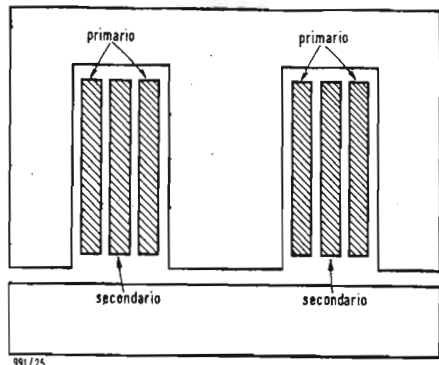



Fig. 12 - Sezione di un trasformatore mostrante una disposizione degli avvolgimenti atta a diminuire l'induttanza di dispersione.

caso delle perdite per correnti parassite o di Focault. In totale le perdite, così dette nel ferro, vale a dire le perdite per isteresi e per correnti parassite, si possono considerare assieme e sono state fatte delle opportune tabelle che permettono assai facilmente di calcolare la potenza totale perduta nel ferro per un dato materiale magnetico e per un dato tipo di lamierino; conoscendo la frequenza f, la formula è la seguente:

$$P = a f + b f^2$$

dove: a e b sono le costanti precedentemente menzionate;

P è la potenza perduta nel ferro.

Ovviamente il primo termine rappresenta le perdite per isteresi, mentre il secondo termine rappresenta quelle per correnti parassite.

Le perdite per isteresi magnetica sono rappresentate nel circuito equivalente dalla resistenza R_i che viene posta in serie con la resistenza dell'avvolgimento primario, in quanto il suo effetto è analogo a quello della resistenza del primario. Anche questa perdita si traduce in un aumento di calore del trasformatore.

Altro parametro parassita assai importante da considerare nel trasformatore, è l'induttanza dispersa, in generale dell'ordine di alcuni percento dell'induttanza primaria dell'avvolgimento. Si osservi che questo parametro parassita non porta ad una perdita vera e propria, vale a dire ad una perdita di potenza reale, cioè di un riscaldamento del trasformatore, ma si traduce in una variazione del rapporto di trasformazione al variare delle frequenze, e quindi ha un importanza enorme nella determinazione della risposta alle frequenze dell'amplificatore. In questo paragrafo solo si accenna a questo importante parametro parassita, in quanto esso verrà ampiamente trattato nel paragrafo successivo dove verranno anche analizzate le sue conseguenze sul funzionamento del trasformatore o meglio, dell'amplificatore con uscita a trasformatore.

L'induttanza dispersa è dovuta ai flussi dispersi. Questi si definiscono come quei flussi che, prodotti da un avvolgimento, non si concatenano con gli altri avvolgimenti, vale a dire il flusso disperso è quella parte del flusso totale prodotto da un avvolgimento che non concatenendosi con l'altro avvolgimento, cioè non provocando nessun effetto nell'altro avvolgimento, viene completamente perduta.

Un altro parametro che non porta ad una perdita reale di potenza, ma che ha un importanza enorme agli effetti del funzionamento del trasformatore, è la capacità totale parassita. Questa è formata da tre capacità:

distribuita primaria, indicata in fig. 9 con C_1;

distribuita secondaria, indicata con C_2;

primario-secondario, indicata con C_m.

Il calcolo di queste capacità e la loro importanza nella determinazione della curva di risposta del trasformatore o dell'amplificatore con uscita a trasformatore, verranno ampiamente trattate nei prossimi paragrafi

Quì basti accennare che la capacità distribuita di un avvolgimento è dovuta alle differenze di potenziale esistenti fra conduttori adiacenti e distanziati fra loro dall'isolante. A queste capacità esistenti fra le singole spire, se ne sostituisce una sola in parallelo con tutto l'avvolgimento, equivalente a tutte le altre, e che prende il nome di capacità distribuita dell'avvolgimento. Invece la capacità primario-secondario è dovuta alla capacità esistente fra l'ultimo strato dell'avvolgimento primario e il primo strato dell'avvolgimento secondario, capacità che si calcola con le note formule dei condensatori.

Nel caso che l'avvolgimento primario sia suddiviso in più sezioni e l'avvolgimento secondario pure sia suddiviso in più sezioni, la capacità primario-secondario indicata con C_m nella figura 9, si può considerare la risultante di tutte le capacità fra i singoli avvolgimenti primari e quelli secondari.

Inoltre è necessario considerare anche le capacità verso massa o verso il nucleo degli avvolgimenti, le quali però, possono essere conglobate o con C_1 o con C_m o con C_2.

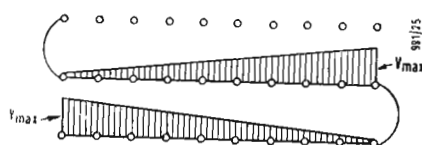



Fig. 13 - Andamento della tensione esistente fra due strati adiacenti di un avvolgimento.

5. - CALCOLO DELL'INDUTTANZA DI DISPERSIONE.

Come già precedentemente detto, l'induttanza di dispersione è un parametro fittizio che si introduce nel circuito equivalente di un trasformatore per tener conto della reattanza o meglio, della potenza reattiva perduta a causa dei flussi dispersi. Si ripete ancora che per flusso disperso si intende quella parte del flusso totale prodotto da un avvolgimento che non

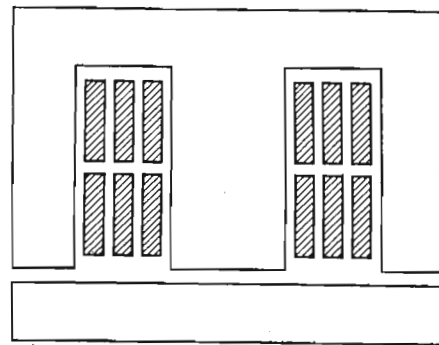



Fig. 14 - Sezione di un trasformatore mostrante la suddivisione degli avvolgimenti in senso assiale atta a ridurre la capacità parassita.

si concatena con alcun altro avvolgimento; in altri termini il flusso disperso è quella parte del flusso totale che non viene utilizzata nel funzionamento del trasformatore. Il calcolo di questi flussi dispersi e le valutazioni del circuito magnetico lungo il quale si svolgono i flussi dispersi, sono molto complessi e per brevità non vengono riportati in questo articolo, ma si rimanda il lettore alla bibliografia riportata alla fine dell'articolo stesso.

In fig. 11 sono riportate schematicamente le sezioni degli avvolgimenti primario e secondario di un trasformatore con lamierini normali e sono indicati qualitativamente gli andamenti dei flussi dispersi relativi all'avvolgimento primario ed all'avvolgimento secondario. In questo semplice caso di trasformatore con soli due avvolgimenti il flusso disperso primario è quella parte del flusso totale che, prodotta dal primario, non si concatena con il secondario; e per flusso disperso secondario si considera quella parte del flusso totale prodotta dal secondario, che non si concatena con il primario.

L'espressione che ci fornisce l'induttanza di dispersione, nel caso di solo due avvolgimenti come quello di fig. 11, è la seguente:

$$L_d = \frac{7{,}9\, r\, N_1^2}{h} \left(a + \frac{d_1 + d_2}{3} \right)$$

dove: L_d è l'induttanza di dispersione;
r è il raggio medio degli av-

volgimenti; considerati questi circolari (in realtà gli avvolgimenti non sono circolari ma è possibile ricavare un raggio equivalente calcolando la lunghezza di una spira e dividendo questa per 2π).

N_1 è il numero delle spire dell'avvolgimento primario (l'induttanza dispersa è in questo caso riferita all'avvolgimento primario);

h è l'altezza dell'avvolgimento, in senso assiale;

a è lo spessore dell'isolante interposto fra l'avvolgimento primario e l'avvolgimento secondario;

d_1 e d_2 sono rispettivamente gli spessori in direzione radiale dell'avvolgimento primario e dell'avvolgimento secondario.

Dalla formula precedentemente riportata, appare evidente che un trasformatore, che ha un elevato numero di spire, ha anche una induttanza dispersa elevata; inoltre aumentando le dimensioni del trasformatore, a parità di altre grandezze, aumenta anche il valore dell'induttanza di dispersione. Infatti dell'espressione precedentemente riportata nell'induttanza dispersa, appare il prodotto di due dimensioni al numeratore, e una sola dimensione al denominatore.

Si osserva che, nell'espressione sopra riportata dell'induttanza dispersa, non compare la permeabilità del materiale magnetico che costituisce il nucleo del trasformatore, vale a dire l'induttanza dispersa non dipende dal materiale con il quale viene realizzato il nucleo del trasformatore. Infatti il circuito magnetico entro il quale si svolgono i flussi dispersi, come è ben visibile in fig. 11, è costituito dagli avvolgimenti, dagli isolanti interposti fra gli avvolgimenti e il nucleo, e in parte anche dal nucleo stesso. Come già accennato all'inizio di questo articolo, la permeabilità del materiale magnetico, che costituisce il nucleo, è molto maggiore di quelle dei materiali non magnetici che costituiscono gli avvolgimenti e gli isolanti interposti fra gli avvolgimenti stessi o fra gli avvolgimenti e il nucleo.

La parte di circuito magnetico che determina con sufficiente approssimazione la relazione esistente fra la forza magneto-motrice e i flussi dispersi, è quindi quella che si svolge in materiali non magnetici. La permeabilità dei materiali non magnetici si può con sufficiente approssimazione ritenere uguale a quella del vuoto e cioè $\mu = 1{,}256\ \mu$H/m.

Si osservi che questo valore di permeabilità non dipende dall'ampiezza dell'induzione magnetica, e quindi il valore dell'induttanza dispersa non dipende neppure dal valore massimo dell'induzione. La permeabilità del vuoto è contenuta nella costante 7,9 che compare nella formula che fornisce l'induttanza dispersa precedentemente riportata ($7{,}9 = \mu_0\, 2\pi$).

A titolo di orientamento, il valore dell'induttanza dispersa in trasformatori normali, purchè ben progettati, si aggira su 1 o 2/100 del valore dell'induttanza primaria. Ad esempio se l'induttanza primaria è di 100 H, l'induttanza di dispersione sarà di 1 H, 2 H in trasformatori normali.

Nel campo dell'alta fedeltà è necessario realizzare dei valori di induttanza di dispersione assai più bassi, dell'orndie del 2/1000 dell'induttanza primaria e per questo si ricorre a particolari accorgimenti che consistono nel suddividere gli avvolgimenti primario e secondario e nell'interporre gli avvolgimenti secondari fra i primari, come ben visibile ad esempio in fig. 12 dove il primario è stato diviso in due parti ed il secondario è stato fra questi interposto.

Il calcolo teorico del valore dell'induttanza di dispersione risulta assai complesso quando gli avvolgimenti sono interconnessi come nella fig. 12. Si rimanda il lettore alla bibliografia, alla fine del presente articolo, per le formule atte al calcolo dell'induttanza dispersa in questi casi particolari.

L'induttanza dispersa può inoltre venire calcolata mediante opportuni abachi che sono stati ricavati da formule analoghe a quelle sopra riportate e che servono per molte disposizioni degli avvolgimenti primari e secondari. Si veda per questi abachi, l'articolo apparso su Audio Engineering: « Progetto del trasformatore d'uscita », recensito su «*l'antenna*», dicembre 1957, XXIX, 12, pag. 564.

6. - CALCOLO DELLE CAPACITÀ PARASSITE.

Come ben noto dall'elettrotecnica generale, si ha accumolo di energia elettrostatica quando due materiali conduttori, separati da uno strato di materiale isolante, sono assoggettati ad una tensione V. Se i materiali conduttori sono, o si considerano piani, e se la tensione fra i due materiali conduttori è uniforme, l'energia accumulata ha il seguente valore:

$$W = 1/2\ C\ V^2$$

dove: C è la capacità fra i due materiali conduttori.

Nel semplice caso sopra esposto, la capacità C può essere immediatamente calcolata, nota la costante dielettrica del materiale isolante interposto fra i due conduttori, l'area della superficie dei conduttori e la distanza fra i due conduttori:

Infatti si ha

$$C = \varepsilon\ \frac{A}{l}$$

dove: A è l'area della superficie del conduttore;

l è la distanza fra i due conduttori;

ε è la costante dielettrica propria del materiale isolante interposto fra i due conduttori.

Se si esprime C in μF ed A e l in cm, e se si esprime la costante dielettrica ε in unità relative rispetto alla costante dielettrica dell'aria posta uguale ad 1, si ha:

$$C = 8{,}85 \times 10^{-8}\ \varepsilon\ \frac{A}{l}$$

In un trasformatore vi sono materiali conduttori e materiali isolanti: è logico quindi pensare che vi siano molte capacità di vario tipo corrispondenti ad accumuli di energia elettrostatica.

Si consideri in primo luogo la capacità esistente fra due spire contigue: i conduttori sono costituiti dalle due spire e il materiale isolante dallo smalto con cui sono verniciati i conduttori costituenti le spire, oppure il cotone con il quale qualche volta si ricoprono i fili. Si osservi che questa capacità si ha fra due spire contigue del medesimo strato, come fra due spire appartenenti a due strati contigui.

In generale le capacità esistenti fra due spire appartenenti ad un medesimo strato sono trascurabili, in quanto la tensione esistente fra due spire adiacenti è molto piccola e quindi l'energia elettrostatica accumulata è del tutto trascurabile. Invece sono di effetto non trascurabile le capacità esistenti fra le spire appartenenti a due strati contigui.

In fig. 13 sono rappresentati, visti in sezione, i conduttori di tre strati con l'andamento della tensione esistente fra due strati adiacenti. Si osservi che nella parte dove le due spire sono fra di loro elettricamente collegate, la tensione è nulla, mentre la tensione cresce linearmente mano a mano che ci si allontana dalla parte dove la tensione è nulla.

Ovviamente la tensione esistente fra le due spire adiacenti all'estremità opposta dello strato, ha un valore massimo dato da:

$$V_{max} = m\ V_s$$

dove: m è il numero di spire per strato ($m = 10$ nell'esempio di fig. 13)

V_s è la tensione indotta per spira

In base al diagramma delle tensioni di fig. 13 ed ai dati geometrici del trasformatore, vale a dire della distanza d fra due strati adiacenti, del numero n di strati di un avvolgimento, della costante dielettrica relativa ε del materiale isolante impiegato, della lunghezza dello strato h, e della lunghezza della spira l, è possibile calcolare la capacità distribuita totale equivalente a tutte le capacità esistenti fra strato e strato. La formula è la seguente:

$$C_d = 11{,}8\ \varepsilon\ \frac{n-1}{n^2}\ \frac{h\ l}{d}$$

Nella formula sopra riportata se h, l e d sono in metri, C_d risulta in pF.

Per la dimostrazione di questa formula si rimanda il lettore al libro di J.M. Morecroft « Electrical communications » Mc Graw-Hill, New York 1930. Basti accennare che si perviene

al calcolo di questa capacità equivalente calcolando dapprima l'energia elettrostatica accumulata in un elemento infinitesimo di materiale isolante interposto fra due strati adiacenti, integrando questo valore infinitesimo per tutto lo strato e moltiplicandolo poi per $n - 1$.
L'energia totale W accumulata fra gli strati è data da:

$$W = (n - 1) \int_0^h dW$$

Calcolata l'energia totale, si ricava la capacità equivalente distribuita dalla formula:

$$W = \frac{1}{2} C_a V^2$$

dove: V è la tensione esistente fra i morsetti dell'avvolgimento di cui si vuol calcolare la capacità distribuita.

Dalla espressione sopra riportata per la capacità parassita si ha che gli avvolgimenti eseguiti con molti strati hanno una capacità distribuita inferiore di quelli con minor numero di strati. Inoltre la capacità distribuita è direttamente proporzionale alla lunghezza dello strato.

Al fine quindi di realizzare avvolgimenti aventi basse capacità distribuite è necessario che le lunghezze degli avvolgimenti siano piccole. In fig. 14 è riportata la sezione schematica di un trasformatore nel quale gli avvolgimenti sono stati opportunamente sezionati al fine di ridurre le capacità distribuite.

Anche per le capacità distribuite, come precedentemente detto per l'induttanza di dispersione, è possibile ricorrere per il loro calcolo ad alcuni abachi (vedi il già citato articolo di Audio Engineering).

Oltre alle capacità esistenti fra i singoli strati, alle capacità esistenti fra spira e spira, vale a dire alle capacità proprie di un avvolgimento, è necessario considerare in secondo luogo le capacità esistenti fra i singoli avvolgimenti e le capacità esistenti fra gli avvolgimenti e la massa. Per questi calcoli si può, con sufficente approssimazione, ricorrere alla formula di uso generale per il calcolo della capacità esistente fra due conduttori piani e precedentemente riportata.

Si considera sviluppata su un piano la superficie esterna o interna di un avvolgimento e si considera uniforme la distribuzione delle tensioni; ad esempio, ammettendo circolari le spire dell'ultimo strato dell'avvolgimento, con

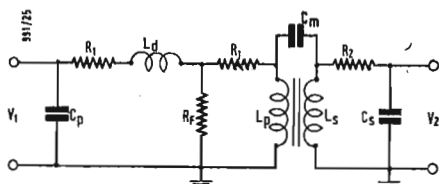



Fig. 15 - Circuito equivalente completo di un trasformatore.

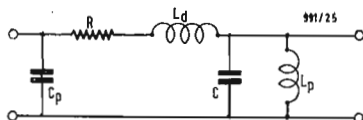



Fig. 16 - Circuito equivalente semplificato di un trasformatore.

un raggio r, la superficie esterna S_e dello strato è data da:

$$S_e = 1\ h\ 2\pi r$$

Note le capacità distribuite dei singoli avvolgimenti, note le capacità esistenti fra i singoli avvolgimenti e le capacità fra gli avvolgimenti e massa, si calcola la capacità totale parassita del trasformatore, sostituendo una capacità totale equivalente a tutte le capacità calcolate.

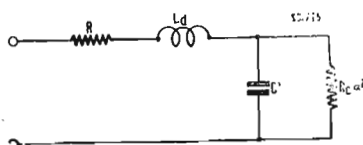



Fig. 17 - Circuito equivalente semplificato di un trasformatore valido alle alte frequenze con resistenza di carico riportata al primario.

7. - CIRCUITO EQUIVALENTE DEL TRASFORMATORE.

Nei paragrafi precedenti sono stati calcolati i vari parametri di un trasformatore.
Riassumendo, questi parametri sono:
R_1 = resistenza avvolgimento primario;
R_2 = resistenza avvolgimento secondario;
R_i = resistenza equivalente alle perdite per isteresi magnetica;
R_F = resistenza equivalente alle perdite per correnti di Foucault;
L_d = induttanza dispersa;
L_p = induttanza primaria;
C_p = capacità distribuita primaria;
C_s = capacità distribuita secondaria;
C_m = capacità primario-secondario.

In fig. 15 è riportato il circuito equivalente di un trasformatore nel quale compaiono tutti i parametri sopra riportati.

Il circuito equivalente risulta assai utile per lo studio della relazione esistente fra la tensione applicata al primario V_1 e la tensione corrispondente applicata al secondario V_2. In altri termini, il trasformatore viene considerato come un filtro di banda costituito da un quadripolo i cui morsetti sono costituiti, a loro volta, da quelli dell'avvolgimento primario e da quelli dell'avvolgimento secondario.

In molte applicazioni può tornare utile conoscere solo l'andamento del rapporto V_1/V_2 in funzione della frequenza, in altre applicazioni può tornare utile conoscere anche l'andamento in funzione della frequenza dell'angolo di fase esistente fra V_1 e V_2.

7.1. - Circuito equivalente semplificato alle alte frequenze.

In fig. 16 è riportato il circuito equivalente atto allo studio del comportamento del trasformatore alle alte frequenze. Si noti che la resistenza R_2 del secondario è stata riportata al primario e conglobata con R_i ed R_1 in R; R_F viene in generale trascurato; C_s è stato riportato al primario e così pure C_m, che sono state conglobate insieme a C_p in C

Per lo studio del comportamento del trasformatore alle alte frequenze, si preferisce per comodità di calcolo, riportare la capacità C_p a valle di R e di L_d. In fig. 17 è riportato questo nuovo circuito equivalente nel quale tutte le capacità parassite sono state conglobate in C; in oltre il secondario è stato chiuso su di una resistenza di carico R_c che riportata al primario

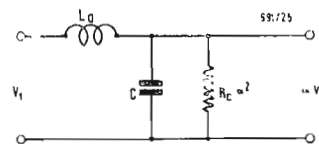



Fig. 18 - Circuito equivalente, come quello di fig. 17, ma trascurando anche la resistenza R.

diventa $R_c \cdot a^2$ dove con a si indica il rapporto di trasformazione.

Si osserva inoltre, che R alle alte frequenze è trascurabile rispetto alla reattanza dell'induttanza dispersa.

Il circuito diventa allora quello semplificato di fig. 18 in cui compaiono solamente l'induttanza dispersa, la capacità parassita complessiva e la resistenza di carico riportata al primario. Data una frequenza f di funzionamento del trasformatore, sarà facile ricavare V_2 dato V_1, con un semplice diagramma vettoriale.

Nel caso delle applicazioni nel campo dell'alta fedeltà, interessa solo l'andamento con la frequenza del rapporto fra la tensione primaria e la tensione secondaria in quanto le differenze di fase non sono percepite dall'orecchio, come è già stato altre volte accennato su questa rivista. Quello che interessa è quindi l'andamento con la frequenza solo del rapporto fra le ampiezze di V_1 e V_2. Il calcolo della frequenza alla quale questo rapporto cade di 3 dB, si considera in generale quale frequenza frontiera del trasformatore. Come si vede chiaramente da fig. 18, mano a mano che la frequenza sale, diminuisce il rapporto V_2/V_1 in quanto cresce la reattanza dell'induttanza dispersa ed aumenta la corrente che invece di circolare nella resistenza di carico, circola nella capacità parassita.

Si rimanda il lettore alla bibliografia riportata alla fine del presente articolo per le formule atte al calcolo della frequenza frontiera, sopra definita, formule che in generale sono approssimate in quanto il calcolo esatto porta a notevoli complicazioni analitiche.

Si ricorda inoltre che sono stati fatti degli abachi mediante i quali è possibile, in base alla conoscenza dell'induttanza dispersa e della capacità pa-

rassita, ricavare la risposta alle alte frequenze del trasformatore. Si osserva però, che è facile per una data frequenza f, mediante il circuito equivalente di fig. 18, calcolare il rapporto esistente fra la tensione primaria e la tensione secondaria. Basterà infatti

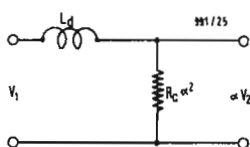



Fig. 19 - Effetto dell'induttanza dispersa sulla curva di risposta alle alte frequenze del trasformatore.

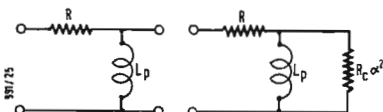



Fig. 20 - Circuito equivalente semplificato di un trasformatore valido alle basse frequenze senza resistenza di carico.

Fig. 21 - Circuito equivalente semplificato di un trasformatore valido alle basse frequenze ma con resistenza di carico.

calcolare l'impedenza del circuito di fig. 18, che si ha fra i morsetti primari, indi calcolare la corrente primaria, ed infine calcolare le correnti circolanti nella resistenza di carico e nella capacità parassita. In questo modo, per punti, sarà facile avere un'idea sufficientemente approssimata del comportamento del trasformatore alle alte frequenze.

In generale nei trasformatori per applicazione nel campo dell'alta fedeltà, le capacità parassite si possono in un primo tempo trascurare; e quindi la caduta alle alte frequenze si calcola immediatamente dal semplice partitore selettivo di fig. 19.

In altri termini, quello che in generale provoca l'abbassamento alle alte frequenze, è l'induttanza dispersa e facilmente si può ricavare che si ha un abbassamento di 3 dB quando la reattanza $X_d = \omega L_d = 2 \pi f L_d$, dell'induttanza dispersa, uguaglia la resistenza di carico R_c riportata al primario.

Se si vuol tener conto approssimativamente anche delle capacità parassite, si potrà considerare un ulteriore abbassamento della curva di risposta alle frequenze alte dato dal rapporto fra $a^2 R_c$ e l'impedenza dei due rami in

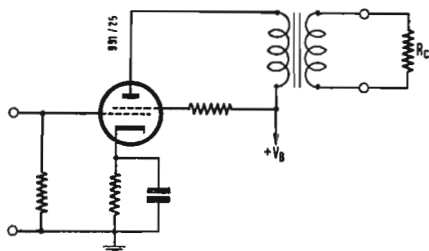



Fig. 22 - Stadio di amplificatore con uscita a trasformatore.

parallelo costituiti dalla resistenza di carico $R_c a^2$ e dalla reattanza $1/2\pi C$ delle capacità parassite.
Questa impedenza è ovviamente data da:

$$\frac{1}{a^2 R_c - J \dfrac{1}{2\pi C}} = \frac{a^2 R_c + \dfrac{J}{2\pi C}}{[a^2 R_c]^2 + \dfrac{1}{4 \pi^2 C^2}}$$

Se si indica con Z_r la parte reale e con Z_i la parte immaginaria, si ha che

$$Z_r = \frac{a^2 R_c}{[a^2 R_c]^2 + \dfrac{1}{4 \pi^2 C^2}}$$

$$Z_i = \frac{\dfrac{1}{2 \pi C}}{[a^2 R_c]^2 + \dfrac{1}{4 \pi^2 C^2}}$$

e quindi il modulo dell'impedenza è dato da:

$$Z = \sqrt{Z_r^2 + Z_i^2}$$

L'ulteriore abbassamento della curva di risposta del trasformatore è quindi dato da:

$$\frac{a^2 R_c}{Z}$$

7.2. - Circuito equivalente semplificato alle basse frequenze.

In fig. 20 è riportato il circuito equivalente semplificato del trasformatore alle basse frequenze. Le capacità equivalenti primaria e secondaria hanno una reattanza talmente grande che può essere considerata infinita. Il medesimo ragionamento vale anche per la capacità di accoppiamento primario-secondario. La reattanza dell'induttanza dispersa risulta invece assai piccola e quindi del tutto trascurabile.

Come già fatto per il circuito equivalente semplificato valido alle alte frequenze, si possono trascurare con sufficiente approssimazione le resistenze R_i ed R_F, corrispondenti alle perdite nel ferro per isteresi magnetica e per correnti parassite (fig. 15). Rimangono così solamente le resistenze R_1 e R_2, quest'ultima può essere riportata al primario e quindi il circuito equivalente semplificato alle basse frequenze è costituito solo dall'induttanza primaria e da una resistenza (fig. 20).

In fig. 21 è riportato il circuito equivalente semplificato de trasformatore alle basse frequenze, chiuso sulla resistenza di carico riportata al primario, analogamente a quanto già fatto in fig. 19. In generale l'induttanza primaria risulta di valore tale che la sua reattanza alla minima frequenza di funzionamento risulta assai maggiore di $a^2 R_c$ e quindi se la tensione ai morsetti dell'avvolgimento primario venisse mantenuta costante al variare delle frequenze, non esisterebbe il problema della risposta del trasformatore alle basse frequenze. In realtà se si considera uno stadio di amplificazione con uscita a trasformatore, schematicamente rappresentato in fig. 22 al variare delle frequenze la tensione applicata ai morsetti del primario non è costante ma dipende dall'impedenza primaria, specie se, come nel caso di fig. 22, il tubo elettronico amplificatore è un pentodo. Ora alle basse frequenze l'impedenza primaria del trasformatore è prevalentemente data dalla resistenza di carico riportata al primario e dall'induttanza primaria, quindi assai variabile con la frequenza. Se si ammette che la tensione applicata ai morsetti primari sia

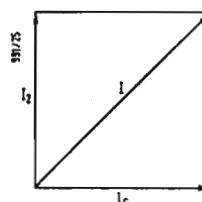



Fig. 23 - Diagramma delle correnti del circuito di fig. 18: I_c è la corrente circolante nel condensatore; I è la corrente circolante nella resistenza di carico riportata al primario.

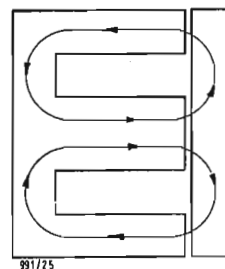



Fig. 24 - Andamento dei flussi magnetici in un trasformatore.

direttamente proporzionale all'impedenza primaria, come avviene appunto in generale con i pentodi, la curva di risposta alle basse frequenze dell'amplificatore ha il medesimo andamento dell'impedenza primaria. Questa assume valore pari a $1/\sqrt{2}$, cioè 0,7, del valore che ha alle frequenze medie, quando la reattanza di L_p uguaglia la resistenza di carico riportata al primario. Infatti alle medie frequenze (circa 1000 Hz), la reattanza di L_p ha valore quasi infinito e quindi trascurabile.
Mano a mano che la frequenza si abbassa, la reattanza primaria assorbe sempre più corrente reattiva che è in quadratura con quella circolante nel carico. Quando la corrente reattiva I_r uguaglia la corrente I_c circolante nel carico, la corrente totale I, assorbita

dal trasformatore, è data da $I = \sqrt{2}\, I_c$.

Come è ben visibile nel diagramma vettoriale di fig. 22 il rapporto fra la potenza fornita al carico alle medie frequenze e quella fornita al carico in questa condizione, è data da:

$$\frac{I^2 R_c a^2}{I_c^2 R_c a^2} = \frac{I^2}{I^2_c} = 2$$

In generale si assume la frequenza alla quale la reattanza dell'induttanza primaria uguaglia la resistenza di carico riportata al primario, come frequenza frontiera.

Perciò:

$$2\, \pi f L_p = R_c\, a^2$$

$$f = \frac{R_c\, a^2}{2\, \pi L_p}$$

In altri termini si suole affermare che la frequenza minima di funzionamento di un trasformatore si ha quando la sua curva di risposta cade di 3 dB, vale a dire quando la tensione ai morsetti del carico, ammesso questo resistivo, cade a 0,7, cioè a $1/\sqrt{2}$, oppure quando la potenza fornita al carico si dimezza.

8. - PROGETTO DI UN TRASFORMATORE A LARGA BANDA.

Riassumendo, nei paragrafi precedenti si sono riportati i principi fondamentali che governano il funzionamento di un trasformatore. Sulla base di questi principi si sono ricavati alcuni parametri fondamentali che caratterizzano il trasformatore e permettono di prevedere quali sono gli effetti che questo produrrà quando verrà inserito nel circuito.

Come abbiamo già accennato, nel campo delle applicazioni all'alta fedeltà dei trasformatori, la caratteristica che più interessa è la curva di risposta alle frequenze del trasformatore, o meglio, le alterazioni della curva di risposta alle frequenze prodotte dal trasformatore nel circuito nel quale viene inserito. A tutti è noto che alta fedeltà significa principalmente riproduzione integrale della banda acustica, cioè delle frequenze comprese fra 16 Hz e 16.000 Hz. In generale si preferisce andare anche oltre i 16.000 Hz in quanto pare che le frequenze comprese fra 16.000 Hz e 20.000 Hz abbiano un'influenza sulle frequenze della gamma acustica, anche se queste non sono udibili dall'orecchio normale medio.

Fig. 25 - Disposizione degli avvolgimenti e dei lamierini in un trasformatore realizzato con i lamierini a grani orientati.

Ad esempio si consideri il trasformatore d'uscita dell'amplificatore finale di potenza dell'impianto ad alta fedeltà. Questo trasformatore rappresenta il «cuore» di tutto l'impianto di riproduzione sonora e grandi cure ed attenzioni devono essergli rivolte.

La risposta alle basse frequenze implica una induttanza primaria di valore elevato. Si prenda ad esempio la frequenza minima di funzionamento sopra menzionata di 16 Hz. In generale l'impedenza primaria placca-placca del classico stadio finale a funzionamento ultralineare è di circa 6600 ohm, quindi la reattanza dell'induttanza primaria deve essere almeno 6600 ohm a 16 Hz, cioè:

$$6600 = 2\, \pi\, 16\, L_p$$

$$L_p = \frac{6600}{2\, \pi\, 16} = 65{,}5 \text{ H}$$

Al fine di realizzare un valore così alto di induttanza primaria, sono necessari dei trasformatori aventi un elevato numero di spire, sezioni grosse del nucleo magnetico e quindi trasformatori ingombranti.

Negli amplificatori ad alta fedeltà non esistono in generale delle necessità di ingombro essendo solitamente l'amplificatore separato dalla scatoletta dei controlli e posto in luogo nascosto. È da notare però, che un trasformatore avente un elevato numero di spire e un grosso nucleo magnetico, ha delle capacità parassite ed una induttanza dispersa assai elevata. Come visto nel paragrafo precedente, un elevato valore di capacità parassita ed un elevato valore dell'induttanza dispersa portano ad una diminuzione della risposta alle alte frequenze del trasformatore. Se ne conclude quindi che i requisiti di un trasformatore alle alte ed alle basse frequenze non possono, in generale, essere soddisfatti entrambi. Nei precedenti paragrafi si sono accennati alcuni sistemi atti a ridurre l'induttanza dispersa e le capacità parassite senza diminuire nè il numero di spire nè la sezione del nucleo magnetico, permettendo così di innalzare la risposta del trasformatore alle alte frequenze senza compromettere quella alle basse frequenze.

Al fine di aumentare invece la risposta alle basse frequenze senza compromettere quella alle alte frequenze, l'unico parametro che può essere variato è la permeabilità magnetica del nucleo; vale a dire se la risposta di un trasformatore non è sufficiente alle basse frequenze e se non si può più modificare il trasformatore per non compromettere la risposta alle alte frequenze, unico provvedimento possibile è quello di variare il materiale magnetico costituente il nucleo con un materiale magnetico avente una permeabilità maggiore.

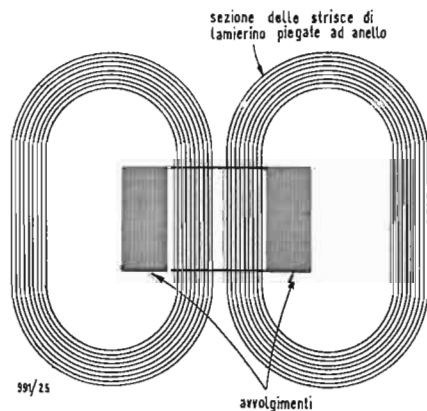
Di quì scaturisce la necessità di ricorrere ai lamierini ad alta permeabilità magnetica e per le applicazioni all'alta fedeltà ottimi si sono dimostrati i nuclei costituiti da lamierini o lamine magnetiche a grani orientati. Questi nuovi lamierini hanno trovato largo impiego nel campo dei trasformatori di potenza delle reti di produzione e distribuzione di energia elettrica e trovano oggi largo impiego anche nel campo dell'elettronica. Essi sono lamierini al ferro-silicio che vengono assoggettati a speciali trattamenti termici e di laminazione tali da dare ad essi una elevata permeabilità magnetica lungo una determinata direzione. Di qui il nome di lamierini a grani orientati. A causa della propietà direttiva questi lamierini mal si prestano ad essere impiegati in nuclei costituiti da lamierini sovrapposti ad *EI*, come normalmente si usa per i lamierini normali. In fig. 24 è riportato un lamierino normale ad *EI*, con l'andamento qualitativo del flusso magnetico. Si vede che se si stampano i lamierini a grani orientati con la direzione di massima permeabilità indicata nella fig. 24 con *AA*, i circuiti magnetici si svolgeranno nella direzione corrispondente alla alta permeabilità solo nei tratti in cui il flusso magnetico ha questa direzione e quindi le proprietà magnetiche dei lamierini a grani orientati non vengono sfruttate appieno. Al fine di sfruttare completamente le proprietà magnetiche dei lamierini a grani orientati, si preferisce tagliare i lamierini in strisce sottili, introdurre queste nella bobina degli avvolgimenti e ripiegarle, in modo da costituire due anelli di materiale magnetico, come è schematicamente rappresentato in figura 25. In questo modo la direzione del flusso magnetico coincide con quella di maggior permeabilità del lamierino.

L'induttanza primaria che si può realizzare con i lamierini a grani orientati è di 5÷7 volte quella che si può realizzare con i normali lamierini al ferro silicio a pari altre condizioni.

Si osservi che questi lamierini a grani orientati hanno una alta induzione massima ammissibile, prima della saturazione, come quella dei lamierini normali al ferro-silicio. Nel caso dei trasformatori di uscita questa dote è essenziale in quanto, per un amplificatore ad esempio da 20 W, la tensione massima, espressa in valor massimo, tenendo conto di un 5 % di perdite del trasformatore, di una impedenza primaria di 6.600 ohm, come precedentemente accennato, è data da:

$$V_M = \sqrt{2}\ \sqrt{21 \times 6600} = 528 \text{ V}$$

Questo valore risulta assai alto ed anche prevedendo un avvolgimento primario di 2000 spire, si ha una tensione massima per spira di:

$$V_s = \frac{V_M}{4.000} = 0{,}132 \text{ V} = 132 \text{ mV}$$

Alla minima frequenza di funzionamento, cioè a 16 Hz, l'induzione assume il valor massimo dato da :

$$B_{max} = \frac{V_M}{N_1 \ \omega \ S} \ ;$$

dove: ω è la pulsazione che alla frequenza di 16 Hz vale 96.

N_1 è il numero di spire del primario,

S è la sezione del nucleo magnetico.

Ammettendo una sezione di 16 cm², l'induzione B_{max} vale:

$$B_{max} = \frac{0{,}132}{96 \times 16 \times 10^{-4}} = \frac{1320}{96 \times 16} =$$

$$= 8{,}6 \text{ Wb} = 8.600 \text{ gauss}$$

Ovviamente per queste applicazioni sono da scartarsi le leghe magnetiche ad alta permeabilità come il mumetall e il permalloy che hanno dei valori assai bassi di induzione massima ammissibile. Appunto per questa ragione le sopra accennate leghe magnetiche ad alta permeabilità vengono impiegate solo per i trasformatori dove il segnale è basso.

In quest'ultimo paragrafo si è accennato ai problemi che è necessario affrontare per progettare un trasformatore a larga banda, come può essere quello d'uscita di un amplificatore ad alta fedeltà. Si spera di aver dato al lettore un'idea concreta di questi problemi in modo che, volendo, possa, attraverso la bibliografia riportata, approfondire il problema e raccogliere il completo corredo di nozioni necessarie per ben progettare un trasformatore di questo genere. Nei paragrafi precedenti si è dato un rapido sguardo a quella che può considerarsi la teoria del funzionamento dei trasformatori. Anche in questo caso si rimanda il lettore attento alla consultazione della bibliografia nel caso che voglia approfondire l'argomento.

Anche per queste note l'Autore chiede venia al lettore per eventuali manchevolezze, e riterrà cosa gradita, se queste manchevolezze gli verranno rese note.

9. - BIBLIOGRAFIA.

F. E. Terman, Radio Engineering, *Mc Graw-Hill*, III Ed., New York.

R. R. Lawrence, Principles of alternating current machinery, *Mc Graw Hill*, New York, 1940.

J. M. Morecroft, Electrical comunications, *Mc Graw-Hill*, New York, 1930.

P. Cremaschi, Il trasformatore d'uscita nell'amplificatore audio ad elevata fedeltà, *Elettronica*, n. 1, 1957.

A. E. Knowlton, Standard Handbook for electrical engineers, *Mc Graw Hill*, 1949.

N.H. Crowhurst, Output trasformer design, *Audio Engineering*, settembre, 1956.

N. H. Crowhurst, Input trasformer design, *Audio Engineering*, luglio, 1956.

segnalazione brevetti

Perfezionamento negli apparecchi ricevitori di televisione.
Pye Ltd. a Cambridge (Gran Bretagna (1-191)

Circuito traslatore di segnali, a semiconduttori a più stadi.
Radio Corporation of America a New York. (1-191)

Sistema di alimentazione per antenne.
La stessa (1-192)

Gruppo di sintonia per ricevitori di televisione.
Sella Guglielmo a Milano (1-194)

Dispositivo di indicazione per regolatori del timbro in apparecchiature elettroacustiche, particolarmente radiofoniche.
Siemens & Halske Aktiengesellschaft a Berlino e a Monaco (1-67)

Disposizione di altoparlanti per la trasposizione di suoni a larga banda.
Telefunken Gesellschaft fur Drahtlose Telegraphie a Stuttgart (Germania) (1-69)

Antenna bipolare con calotte di raccordo sistemate sulle estremità dei due poli.
Wilhelm Sihn K.G. a Niefern (Germania) (1-70)

Anello di controventatura per albero d'antenna, particolarmente per scopi di televisione.
Bernard Gustave Jean Henri a Ombret (Belgio) (2-251)

Dispositivo indicatore televisivo del diaframma di porti, aeroporti e loro adiacenze, o anche di altra qualunque zona che interessa mediante ripresa e trasmissione televisiva di immagini radar.
Coras Soc.a.r.l. a Genova (2-253)

Apparecchio televisivo munito di mezzi per la visione colorata.
Irradio Soc. a.r.l. a Milano (2-256)

Struttura a stelo per valvole del tipo a fascio.
Mc Cullough Eitel Inc. a S. Bruno california (S.U.A.) (2-257)

Circuito bidirezionale di deviazione con accoppiamento mediante trasformatore per deviare il fascio di un tubo a raggi catodici, particolarmente per scopi radar e di televisione.
Bendix Aviation Corporation a New York (S.U.A.) (3-445)

Perfezionamento alle antenne direttive.
Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil a Parigi. (3-446)

Procedimento ed impianto per la correzione del gamma della tensione di segnale negli apparecchi di televisione a colori.
Hazeltine Corporation a Washington. (3-448)

Ricevitore di televisione a colori.
La stessa. (3-448)

Circuito di sintonia e di reazione con unico comando dei due condensatori variabili per radioricevitori.
Ligori Antonio a Rieti. (3-450)

Ricevitore per televisione a colori.
Radio Corporation of America a New York (S.U.A.) (3-452)

Procedimento per la trasmissione e per la ricezione di immagini a colori ed apparecchiatura per la attuazione del procedimento.
Rudatis Domenico a New York (S.U.A.) (3-452)

Perfezionamenti nelle antenne televisive
Electric & Musical Industries Ltd. a Hayes (Gran Bretagna) (4-654)

Apparecchio di televisione a colori.
Hazeltine Corporation a Washington (S.U.A). (4-655)

Tubo a scarica elettrica per la riproduzione di immagini, ad esempio per televisione, radar, trasmissioni in facsimile, oscillografi e simili.
Philips' Gloeilampenfabrieken N.V. a Eindhoven (Paesi Bassi). (4-657)

Antenna, particolarmente per televisione.
La stessa. (4-657)

Ricevitore per televisione a colori.
Radio Corporation of America a New York (S.U.A.). (4-657)

Perfezionamento nei sistemi di televisione ad abbinamento.
Zenith Radio Corporation a Chicago Illinois (S.U.A.). (4-663)

Procedimento per la manifestazione automatica di reticoli televisivi in dipendenza della trasmissione e specialmente per televisori a proiezione a colori.
Castellani Arturo Vittorio a Novara (5-865)

Metodo ed apparecchiatura per la fabbricazione di bobine di sintonizzazione per radio, televisione ed altro, e bobine con tale metodo fabbricate.
E. K. Cole Ltd. a Southend essex (Gran Bretagna) (5-867)

Circuito amplificatore per tubi di ripresa televisiva servente principalmente per la riduzione dei disturbi.
Fernseh G.m.b.H. a Darmstadt (Germania) (5-868)

Ricevitore di televisione a colori.
Hazeltine Corporation a Washington. (5-869)

Televisione.
Murphy Radio Ltd. a Londra. (5-870)

Procedimento per riprodurre parola e musica per mezzo di altoparlanti.
Philips' Gloeilampenfabrieken N.V. a Eindhoven (Paesi Bassi) (5-871)

Ricevitore per televisione a colori.
Radio Corporation of America a New York (S.U.A.) (5-872)

Cassetta per altoparlanti, comprendente almeno un altoparlante per i toni bassi ed una guida acustica, partente da almeno una capsula per i toni alti, particolarmente adatta per radioricezione.
Akustische Kino Geräte Gesellschaft m. b.H. a Vienna. (6-1099)

Antenna omnidirezionale.
Compagnie Francaise Thomson Houston a Parigi. (6-1102)

Circuito filtrante comprendente un filtro ferma-banda e un filtro passabanda collegati in parallelo.
General Electric Company a Wembley (Gran Bretagna) (6-1104)

Ricevitore televisivo a colori.
Hazeltine Corporation a Washington. (6-1104)

Studio di un Radioricevitore a Sette Transistori*

Questo prototipo di ricevitore è interamente dotato di semiconduttori e proposto dal Laboratorio di Applicazioni Radiotecniche; è stato realizzato seguendo uno schema di messa a punto semplificata con delle caratteristiche minime, allo scopo che esso possa essere riproducibile in grande serie senza particolari difficoltà e con mezzi comuni, e che possa fornire dei risultati soddisfacenti.

1. - CARATTERISTICHE GENERALI.

Il ricevitore è dotato di sette transistori e di due diodi al germanio, che hanno le seguenti applicazioni:

OC44: stadio convertitore.

2×OC45: stadi amplificatori a frequenza intermedia.

OA79: rivelatore.

OA79: controllo automatico di guadagno.

OC71: preamplificatore di bassa frequenza.

OC71: stadio eccitatore.

2×OC72: stadio simmetrico in classe B.

Ognuno dei transistori impiegati è adeguato alla funzione particolare che gli è stata attribuita nel presente circuito. Ogni stadio è stato studiato per permettere una larga intercambiabilità di transistori, per raggiungere una tolleranza dei risultati assai ristretta e un coefficiente elevato di sicurezza per quello che concerne la sopraelevazione della temperatura ambiente.

2. - PRECAUZIONI ESSENZIALI

Quando si desidera una riproducibilità nella costruzione di serie si devono prendere diverse precauzioni.

In particolare sarà necessario utilizzare dei trasformatori a media frequenza per i quali i rapporti di tensione siano scrupolosamente rispettati, così pure per i valori dei coefficienti di sovratensione dei circuiti accordati dell'ordine di 160 a vuoto e di 80 sotto carico. La tensione d'alimentazione di 9 V è stata scelta per permettere l'alimentazione degli elettrodi dei transistori attraverso delle resistenze di valore assai basso cosa che apporta una stabilizzazione automatica dei circuiti. I valori degli elementi dei circuiti di neutralizzazione sono stati calcolati affinchè la condizione di stabilità sia soddisfatta per tutti i transistori utilizzati.

Il rapporto fra gli avvolgimenti dei trasformatori di bassa frequenza è stato stabilito tenendo conto di uguali considerazioni. Per la tensione di alimentazione di 9 V, come è stata scelta, il rapporto fra il numero delle spire del primario e del secondario è uguale a 0,7 per T_4 e a 10,8 per T_5.

Il ricevitore può funzionare con sicurezza sino ad una temperatura di 45°, temperatura che può essere raggiunta in prossimità di un calorifero, dietro ad un vetro, in un'automobile, al sole su una spiaggia.

I radiatori delle OC72 devono essere fissati su una superficie metallica di almeno 12 cm² per una sufficiente dissipazione del calore.

3. - STADIO CONVERTITORE.

Il montaggio di un solo transistore OC44 come auto oscillatore mescolatore è stato scelto quale circuito più soddisfacente. In questo caso gli avvolgimenti sono più difficoltosi nella loro messa a punto, rispetto al caso di un transistore oscillatore e di un secondo transistore mescolatore, ma i risultati ottenuti sono praticamente identici.

È stato necessario impiegare degli avvolgimenti con circuito magnetico completamente chiuso; l'accoppiamento deve essere molto stretto. sempre mantenendo un numero di spire molto ridotto per le bobine di reazione. Una resistenza di 18 ohm, che determina un'effetto di controreazione, è stata inserita nel circuito dell'emettitore per prevenire i rischi di auto oscillazioni a frequenze elevate nella gamma delle onde medie. La commutazione è ridotta al minimo. Sui circuiti a bassa impedenza non è stata eseguita nessuna commutazione. Bisogna cortocircuitare la bobina accordata sulle onde lunghe, nella posizione di accordo onde medie a causa della presenza delle bobine di accoppiamento sempre in circuito, altrimenti si produrrebbe una notevole riduzione della tensione oscillante alle frequenze basse della gamma onde medie. La bobina onde medie deve essere a sua volta cortocircuitata nella posizione di accordo onde lunghe, perchè delle oscillazioni di alta frequenza possono sovrapporsi alle oscillazioni della gamma onde lunghe. L'antenna a telaio si compone delle bobine L_1 e L_2 montate su un tondino in ferrite e accordate rispettivamente dal condensatore variabile CV_1. Nella posizione onde medie, L_2 è cortocircuitata mentre l'assieme delle bobine L_1 ed L_2 è messo in serie nella posizione onde lunghe. L'accoppiamento alla base del transistore mescolatore è effettuato dalle bobine L_3 ed L_4 a bassa impedenza, sulle quali non viene effettuata alcuna commutazione.

I simboli L sono qui considerati per rappresentare le tensioni rilevabili agli estremi delle bobine corrispondenti e si dovranno rilevare i seguenti rapporti di tensione:

Gamma onde lunghe:

$$\frac{L_3 + L_4}{L_1 + L_2} = 0{,}0649$$

il numero delle spire delle bobine L_1 e L_2 è determinato dalla condizione di risonanza. Similmente si avrà:

Gamma onde medie:

$$L_1/L_3 = 0{,}0649$$

Gli avvolgimenti di reazione dei circuiti oscillatori di onde medie e di onde lunghe sono inseriti nei circuiti dell'emettitore e del collettore. La commutazione viene eseguita solamente sui circuiti oscillanti, i circuiti fuori servizio sono invece cortocircuitati.

Si dovranno misurare i seguenti rapporti di tensione fra gli avvolgimenti di reazione e gli avvolgimenti dei circuiti oscillanti:

Gamma onde medie:

$$L_{10}/L_8 = 0{,}037$$

$$L_9/L_8 = 0{,}0925$$

Gamma onde lunghe:

$$L_6/L_7 = 0{,}037$$

$$L_5/L_7 = 0{,}0925$$

Questi rapporti di tensione portano evidentemente ad un eguale rapporto del numero di spire. Per realizzare le condizioni ottime di funzionamento del transistore OC44 nel montaggio autoscillatore-mescolatore si dovranno misurare le seguenti condizioni:

Corrente emettitore: 0.4 mA

Tensione emettitore-massa: 50 millivolt efficaci

$V_{L7} = V_{L8} = 2$ V efficaci circa.

4. - STADI A FREQUENZA INTERMEDIA.

Il primo trasformatore a frequenza intermedia T_1 è ad entrata ed ad uscita a bassa impedenza. la selettività è data da un avvolgimento terziario sintonizzato con smorzamento variabile per effetto del controllo automatico di guadagno. Il guadagno variabile risultante contribuisce all'azione

———

(*) Etude d'un prototype de récepteur a 7 transistors, *TSF et TV*, luglio-agosto 1957, XXXIII, 345, pag. 229.

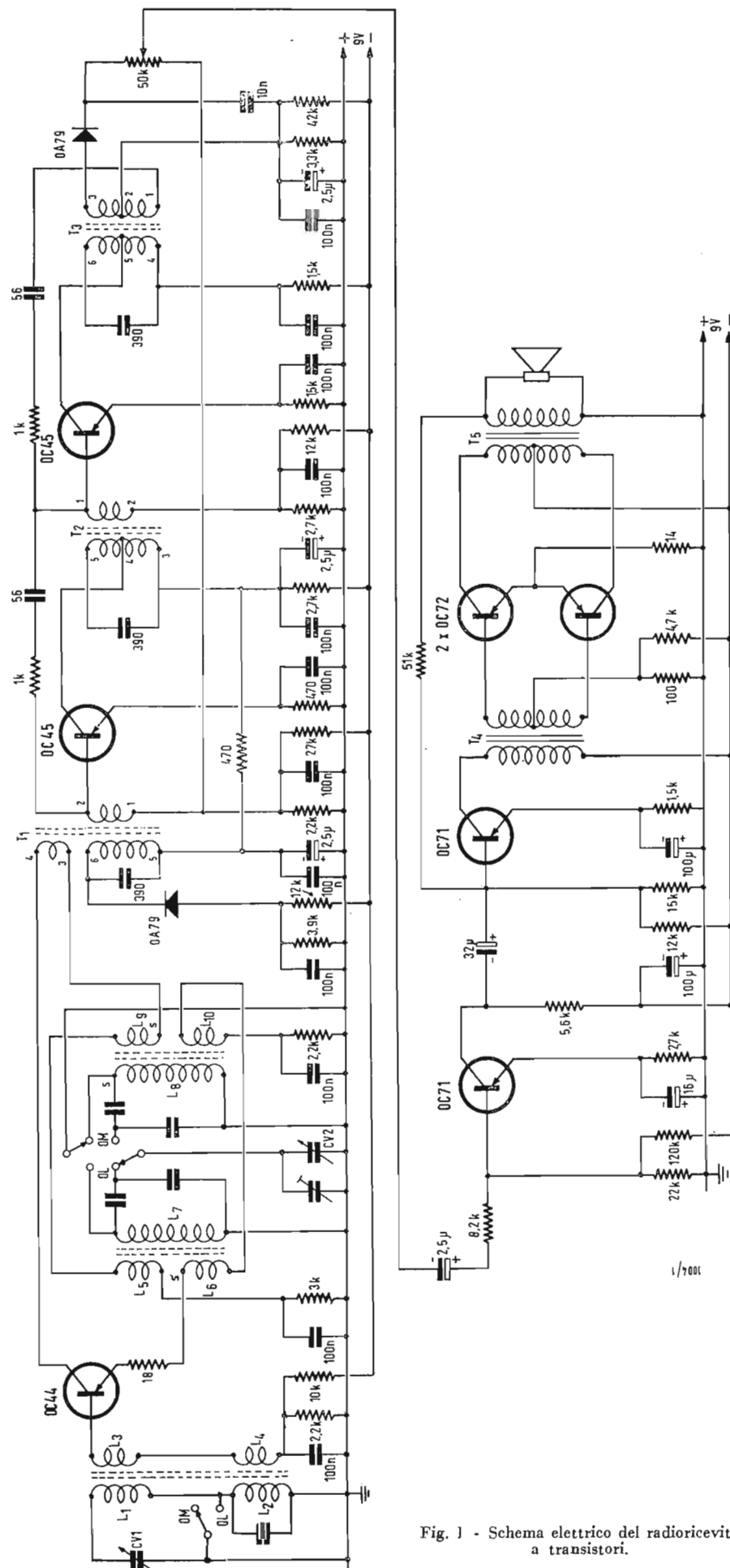



Fig. 1 - Schema elettrico del radioricevitore a transistori.

del comando automatico del guadagno stesso. I due stadi amplificatori utilizzano dei transistori di tipo OC45 e sono neutralizzati in maniera convenzionale, con dei valori tali che le condizioni di stabilità siano soddisfatte per qualsiasi transistore di serie, di quel tipo.

Bisogna notare che, contrariamente ai circuiti con tubi elettronici si tratta di trasmettere una certa potenza. È dunque necessario realizzare un accoppiamento assai stretto degli avvolgimenti e questo risultato è facilmente ottenuto impiegando delle coppe magnetiche a circuito chiuso. Le uscite degli avvolgimenti sono identificate tramite una numerazione e i trasformatori sono avvolti cominciando dal punto 1 e proseguendo nell'ordine numerico ed avvolgendo sempre nello stesso senso, ad eccezione del trasformatore T_1 che sarà realizzato nel seguente modo: avvolgere simultaneamente in bifilare le bobine 3-4 e 5-6; alla fine dell'avvolgimento 3-4 continuare con le spire dell'avvolgimento 1-2 sempre avvolte nello stesso tempo che 5-6 e terminare l'avvolgimento dall'estremità 6.

Si dovranno misurare i seguenti rapporti di tensione fra i diversi avvolgimenti:

Trasformatore T_1:

$$\frac{1\text{-}2}{5\text{-}6} = 0{,}382\,; \qquad \frac{3\text{-}4}{3\text{-}5} = 0{,}552$$

Coefficiente di merito (Q) a vuoto: 160; Q sottocarico 80.

I carichi sono costituiti da 60 kΩ fra 3 e 4 e da 680 Ω fra 1 e 2.

Trasformatore T_2:

$$\frac{1\text{-}2}{3\text{-}5} = 0{,}0521\,; \qquad \frac{3\text{-}4}{3\text{-}5} = 0{,}521$$

Coefficiente di merito Q a vuoto: 160; Q sottocarico 80.

I carichi sono costituiti da 20 kΩ fra 3 e 4 e da 680 Ω fra 1 e 2.

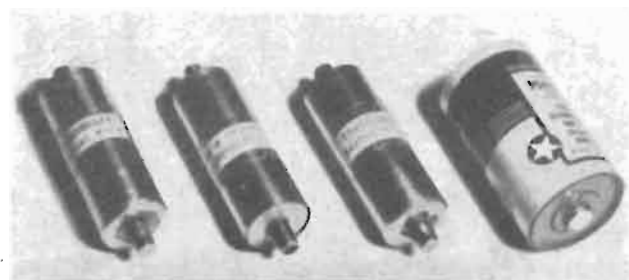
Trasformatore T_3:

$$\frac{1\text{-}2}{4\text{-}6} = 0{,}0382\,; \qquad \frac{2\text{-}3}{4\text{-}6} = 0{,}450$$

$$\frac{4\text{-}5}{4\text{-}6} = 0{,}225$$

I carichi sono costituiti da 20 kΩ fra 4 e 5 e da 40 kΩ fra 2 e 3.

La selettività è paragonabile a quella che si può ottenere con un ricevitore dotato di tubi a vuoto. Per uno scarto di più o meno 9 kHz dalla frequenza di accordo, si misura una attenuazione di 32 .. 34 dB. Quando il controllo automatico di guadagno agisce, per esempio quando una tensione di 35 mV viene misurata ai morsetti del pri-

mario di T_1, la resistenza equivalente del diodo è uguale a 55.000 Ω e il Q sottocarico del circuito oscillante cade da 80 a 30, la selettività dell'amplificatore diventa, per uno scarto dalla sintonia di più o meno 9 kHz, uguale a 24 dB.

Si vedrà ora come questo risultato viene ottenuto.

5. - RIVELAZIONE E COMANDO AUTOMATICO DI GUADAGNO

Il secondario aperiodico di T_3 è posto su un diodo OA79 caricato dal potenziometro di rivelazione. La componente continua, di polarità positiva, determinata dalla tensione rivelata su il punto di base del primo transistore a media frequenza, comanda la polarizzazione di questo elettrodo e la corrente del collettore.

Questo transistore si comporta quindi come un amplificatore a corrente continua.

La variazione della tensione ai morsetti della resistenza, posta nel circuito collettore, è applicata ad un diodo OA79 disposto in parallelo ai morsetti del primo avvolgimento accordato.

Per una tensione iniettata debole, l'anodo del diodo è negativo in rapporto al catodo, la sua resistenza è elevata, l'effetto di smorzamento sul trasformatore è nullo.

Quando la tensione aumenta, il potenziale anodo catodo del diodo si riduce, si anulla, poi il diodo diventa conduttore e la sua resistenza diminuisce man mano. Questo si traduce in una riduzione del coefficiente di sovratensione del circuito accordato di T_1, una riduzione del guadagno dello stadio convertitore e si ha l'effetto del controllo automatico di guadagno. La curva della tensione di bassa frequenza in funzione della tensione alta frequenza applicata ha l'aspetto ben noto delle curve relative al controllo automatico di guadagno nei ricevitori dotati di tubi a vuoto. Una proprietà interessante di questo dispositivo è di apportare un allargamento della banda passante allorchè il ricevitore è sintonizzato su una stazione locale. Si ha così a disposizione una selettività automatica variabile.

6. - PARTE BASSA FREQUENZA.

La parte a bassa frequenza è realizzata seguendo uno schema ormai divenuto classico.

I valori adottati garantiscono un funzionamento corretto anche per delle ampie variazioni di temperatura. La potenza di uscita è di 350 mW, con una distorsione del 7 %, per una tensione di 10 mV all'uscita del rivelatore. In queste condizioni la sensibilità del ricevitore è superiore a quella della maggior parte dei ricevitori a batteria realizzati con tubi elettronici a vuoto e con circuito convenzionale.

(Raoul Biancheri)

Pile Nucleari*

Tre pile nucleari della ditta Tracerlab ed una normale pila tascabile

LE RADIAZIONI emesse dagli isotopi radioattivi sono molto ricche di energia. È quindi naturale che si sia cercato il modo di utilizzarle tecnicamente. Fra i tre tipi di radiazione sembra più adatta quella dei raggi β che sono elettroni emessi ad alta velocità. Essa è perciò già una corrente elettrica che occorre solo convogliare nel carico. Le prime esperienze in proposito furono iniziate dai coniugi Curie. Ma l'utilizzazione pratica è possibile solo ora che sono disponibili grandi quantità di isotopi sottoprodotti de. reattori nucleari delle centrali atomichei

Molto spesso si parla nella letteratura di *pile atomiche* però è più esatto l'indicazione di *pile nucleari* perchè l'energia deriva da un processo di disintegrazione del nucleo.

La fig. 1 rapporesenta il tipo più semplice di pila nucleare. L'emettitore radioattivo è tenuto al centro di una sfera cava vuota o riempita di una sostanza non assorbente degli elettroni. Le particelle β emesse raggiungono la sfera che si carica negativamente, invece il radiatore si carica positivamente perchè perde elettroni. La tensione raggiunge rapidamente parecchie migliaia di volt ed è limitata solo dall'isolamento e dalla ionizzazione dell'aria circostante.

Il campo elettrico contrario al moto degli elettroni non ha alcun effetto perchè l'energia degli elettroni è eccezionalmente elevata. La resistenza di carico deve essere elevata perchè la corrente che si può derivare da questa pila è molto bassa. Il prototipo di questa *pila a raggi β* fu costruito da Mosley nel 1913.

Melle fig. 2 si vedono due pile nucleari fotoelettriche. La radiazione radioattiva rende fosforescente il fosforo che con questa luce provoca una corrente elettrica in una fotocellula o in un fotodiodo semiconduttore nel modo noto (fig. 2a e 2b). La doppia trasformazione dà però un rendimento minimo anche se le buone *pile solari* al silicio possono avere un rendimento del 10 %.

1. - LA PILA AD ELETTRONI SECONDARI

È costituita da un'ampolla vuota all'interno della quale sono affacciate due piastre metalliche, una sensibile e una insensibile. Se degli elettroni colpiscono le piastre sensibili si liberano degli elettroni secondari che vengono raccolti dalle piastre insensibili. Il rapporto fra il numero di elettroni secondari e primari, cioè il *fattore di emissione secondaria* δ, dipende dal materiale della superficie sensibile e dall'energia degli elettroni primari. All'aumentare dell'energia aumenta anche δ, esso supera il valore 1 (cioè ogni elettrone primario libera più di un elettrone secondario), raggiunge un massimo e poi discende ancora al di sotto di 1. Perciò per i vari tipi di isotopi e quindi di energia occorre scegliere anche i materiali più adatti.

Fig. 1 - Rappresentazione schematica di una pila nucleare a raggi beta.

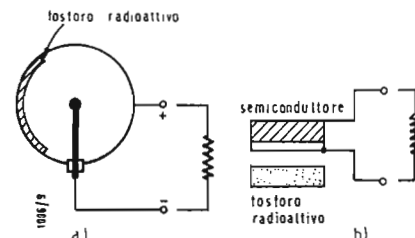



Fig. 2 - Principio della pila nucleare fotoelettrica.

La massima energia raggiungibile dagli elettroni secondari è 20 V, quindi si pensa che questa sia anche la massima tensione raggiungibile con questa pila che attualmente è allo studio del Signal Corps dell'esercito americano.

Al punto attuale della tecnica sembra che i risultati più concreti siano quelli offerti dalle *pile a superficie semiconduttrice e a differenza di potenziale di contatto*. Ci proponiamo perciò di studiarle più a fondo.

Per completezza ricordiamo che possono essere utilizzati anche i raggi α. Non sono invece utilizzabili i raggi γ che sono delle oscillazioni elettromagnetiche molto corte e quindi molto penetranti, difficili da schermare e sempre pericolose per l'uomo. I raggi α sono invece dei corpuscoli caricati positivamente che perdono rapidamente la loro velocutà.

La loro energia cinetica si trasforma in calore che può essere utilizzato in una *pila termonucleare* (fig. 4). Il corpo della cella racchiude una o più termocoppie che possono fornire una certa tensione e potenza. La cella deve essere ben schermata e isolata per impedire l'uscita delle particelle α e per limitare le dispersioni del calore. Una pila di questo tipo fu realizzata da Binden e Jorden Essa contiene 40 termocoppie. Con un emettitore radioattivo di 150 Curie (1 Curie corrisponde alla disintegrazione di $3{,}68 \cdot 10^{10}$ atomi al secondo) di *polonio* 210 essa dovrebbe dare una potenza di 4,65 W, poichè in effetti dà 10 mW significa che il suo rendimento è circa il 2 %. La tensione ai morsetti è di 0,75 V e la corrente massima di 25 mA. La vita è corta, dopo 138 giorni metà del materiale radioattivo diventa un isotopo stabile non più radioattivo.

2. - LE PILE A SUPERFICIE A SEMICONDUTTORE.

Se un elettrone dotato di una certa energia attraversa un cristallo di germanio o di silicio libera molti altri elettroni. Per esempio un elettrone con una energia di 1MVe (1 Ve è l'energia che acquista un elettrone sottoposto alla tensione di 1 V) libera più di 200.000 elettroni che appaiono come corrente elettrica nel diodo a semiconduttore. La superficie di separazione si forma nel punto di contatto fra il germanio o il silicio e l'antimonio nel modo usuale dei diodi a superficie.

Wolff, Lindner e Rappaport svilupparono nei Princeton Laboratories della RCA delle pile che utilizzavano un radiatore da 50 mC di stronzio 90 itrio 90. L'energia di radiazione che è di circa 0,2 mW viene utilizzata solo per 1 μW; cioè con una resistenza di 10 kΩ si ha una tensione di 0,2 V, una corrente di 5 μA ed un rendimento del 5%.

Gli isotopi usati si riducono a metà in 20 anni, quindi le pile hanno una durata confrontabile con quella degli elementi costruttivi dell'elettronica. Perciò queste pile, che sono fra l'altro molto piccole, possono essere mantenute in modo fisso nell'apparecchiatura e non avranno più bisogno di essere ricambiate.

La fig. 5 mostra una sezione di questa pila. Nella fig. 6 si vedono invece i rapporti fra la tensione e la corrente per tre diverse pile al silicio.

I cristalli semiconduttori sotto l'effetto del bombardamento elettronico possono variare la loro struttura. Si pensa che il limite oltre cui i raggi sono dannosi sia di 200 kV, ma le condizioni non sono ancora ben note. Tuttavia i fisici della RCA pensano di potere compensare questo effetto e di garantire una lunga durata della pila.

Fig. 3 - Sezione di una pila nucleare ad elettroni secondari.

Fig. 4 - Rappresentazione della pila termonucleare.

Fig. 5 - La pila nucleare a semiconduttore è costituita da un diodo a superficie e da uno strato di materiale radioattivo.

3. - LE PILE A DIFFERENZA DI POTENZIALE DI CONTATTO.

Qualsiasi metallo emette elettroni se sulla sua superficie arriva dell'energia sufficiente. Questa energia varia con i diversi metalli. Per determinare il valore minimo si proietta sul metallo in prova immerso nel vuoto una luce monocromatica passando dal rosso, al verde, all'azzurro, all'ultravioletto fino a che la superficie emette improvvisamente elettroni. Questa energia viene indicata con Φ ed espressa in Ve. Essa può anche essere intesa come la differenza di potenziale che si ha fra l'esterno e l'interno del metallo.

Fra due metalli diversi si ha perciò una certa differenza di potenziale. Per es. nella fig. 7a si vedono due piastre di zinco e di platino affacciate. Le piastra di zinco è messa a terra e serve come punto di riferimento per la misura di tutte le tensioni. A causa del collegamento metallico le due piastre hanno all'interno lo stesso potenziale. Invece nello spazio fra le due piastre esiste un campo elettrico la cui intensità è uguale alla differenza di potenziale $\Phi_{pt} - \Phi_{zn}$ divisa per la distanza.

Se si interrompe il collegamento metallico e se contemporaneamente si jonizza il gas compreso fra le piastre con una radiazione radioattiva si ottiene una corrente ionica che neutralizza il campo preesistente. Le superfici delle due piastre assumono in questo caso lo stesso potenziale e poichè la piastra di zinco è messa a terra quella di platino diventa più positiva. Fra le due piastre si ha quindi la tensione $\Phi_{pt} - \Phi_{zn}$ Le fig. 7a e 7b riproducono il dispositivo utilizzato da Lord Kelvin per la misura delle differenze di potenziale. Basta solo inserire al posto dell'interruttore un elettrometro sensibile.

Se si inserisce una resistenza di carico le condizioni si modificano (figura 7c). La corrente che circola nel circuito chiuso provoca una caduta di tensione anche nello spazio compreso fra le due piastre. Variando la resistenza di carico (da 0 Ω in fig. 7a a ∞ in fig. 7b) l'equilibrio della tensione si ristabilisce dopo un certo tempo perchè nello spazio fra le due piastre si hanno dei fenomeni complicati. Gli ioni positivi e negativi formano nelle piastre degli strati caricati che si neutralizzano molto lentamente. Inoltre la corrente viene diminuita da corrente

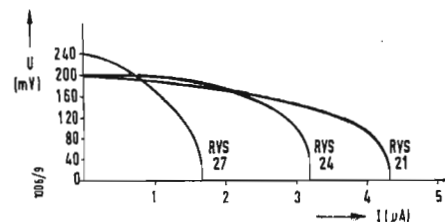



Fig. 6 - Curve corrente-tensione per tre diverse pile nucleari a semiconduttore.

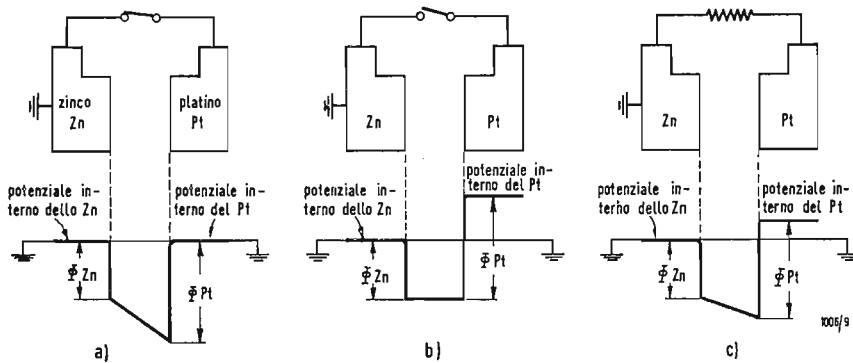



Fig. 7 - Spiegazione del funzionamento della pila nucleare a differenza di potenziale di contatto

Fig. 8 - Sezione di una pila nucleare.

spaziali sulle superfici delle piastre e da processi di ricombinazione.

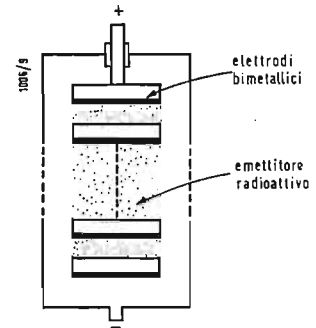
Ha grande importanza anche l'assorbimento del gas e l'influenza della radioattività sulle proprietà dell'isolamento. Questi effetti dipendono molto dalla temperatura e per trovare la coppia di materiali adatte a funzionare in un largo campo di temperature occorrono delle pazienti ricerche.

La fig. 8 mostra lo schema di questa pila. Lo spazio compreso fra le due piastre composte di due metalli diversi è riempito di tritio radioattivo (idrogeno pesante). Essa è più piccola di una comune pila tascabile (fig. 9) e fornisce all'inizio una potenza di circa 1 μW. Poi la corrente diminuisce lentamente, ma la tensione massima di 400 V rimane costante per più di 20 anni. La ditta Tracerlab che ha costruito queste pile con l'appoggio del Signals Corps dell'esercito americano informa che per ogni elettrone β si producono circa 100 coppie di ioni e si perdono circa 30 Ve.

pendenza dalla temperatura.

La scissione nucleare procede per conto suo senza subire l'influenza di agenti esterni, perciò anche un lungo cortocircuito non compromette la pila.

La sua durata dipende dalla vita del materiale radioattivo. Come tensione di paragone si assume la durata necessaria a dimezzare la potenza della radiazione, però la pila può durare molto di più anche se ha una potenza ridotta.

Le pile nucleari potrebbero essere usate per l'alimentazione di camere ioniche e di dosimetri portatili. Però sembra più importante la continua compensazione della carica di condensatori ad alto isolamento che possono essere usati per dare una corrente in casi molto rari, per esempio in un impianto di sicurezza con allarme. Per esempio per caricare a 70 V un condensatore da 25 μF sono necessarie alcune settimane, però la sua carica

acustici a transistori alimentati da una pila nucleare che non avrebbe più bisogno di essere ricambiata.

Gli unici isotopi radioattivi utilizzabili sono quelli che emettono solo raggi β, perchè i raggi γ eventualmente presenti dovrebbero essere schermati con dei sistemi costosi perchè sono dannosi all'uomo. Anche i prodotti della disintegrazione devono naturalmente emettere solo raggi β. Perciò il numero degli isotopi utilizzabili è molto piccolo. Essi sono elencati nella tabella seguente.

I costi riportati sono molto indicativi perchè si riferiscono al caso che gli isotopi fossero prodotti apposta per le pile. Tuttavia molti di essi sono sottoprodotti dei reattori atomici. Però anche in questo caso si possono fare solo delle supposizioni perchè i materiali radioattivi sono sempre distribuiti da commissioni statali.

(*dott. ing. Giuseppe Baldan.*)

Isotopi radioattivi per pile nucleari

Isotopi	Durata fino al valore metà [anni]	Costo in per Curie [$]	dollari per μW di energia radioattiva [$]	Costo Wh con un rendimento del 2 % [$]	Energia dei raggi β [MVe]
Polonio	0,38	2500	0,08	1700	—
Cripton 50	9,4	50	0,04	30	0,8
Tritio	12,4	100	2,98	1900	0,015
Radio D.	22	35.000	1,05	375	0,026
Stronzio 90	25	500	0,09	30	0,7
Nichel 63	85	11.000	85,40	7950	1,9
Carbonio 14	5500	32.000	104,60	150	0,145

4. - POSSIBILITÀ D'IMPIEGO.

Non si può pensare che le pile nucleari possono sostituire nemmeno in futuro le normali pile chimiche. I vantaggi delle pile nucleari sono limitati ad un ristretto campo di impiego. Essi sono costituiti da una vita lunghissima, da una grande costanza delle caratteristiche e dalla indipendenza ...

può servire anche per accendere un lampo al magnesio.

Un condensatore da 500 pF si carica in circa 2 minuti e può servire per accendere brevemente una piccola lampada glimm.

Il più importante campo di impiego delle pile nucleari è quello militare ma per questa ragione è anche segreto,

La RCA spera di potere mettere sul mercato per il 1960 degli apparecchi

Quanto prima i risultati degli esperimenti termonucleari

Una dichiarazione che darà « pieni particolari scientifici » delle operazioni dell'Inghilterra per imbrigliare l'energia delle bombe all'idrogeno per scopi pacifici, si prevede verrà annunciata quanto prima.

Il signor R. A. Butler, Lord del Sigillo Privato e Ministro degli Interni, ha reso ciò chiaro ai Comuni il 17 dicembre.

Da varie settimane numerosi giornali sono andati prevedendo un imminente annuncio del successo degli esperimenti di Harwell.

Il *Financial Times* dichiarò in settembre che gli esperimenti britannici erano stati coronati da successo. Il 18 dicembre, il corrispondente scientifico del giornale, commentando la dichiarazione del Signor Butler ai Comuni, ha detto che gli esperimenti britannici « in questo campo hanno condotto alla produzione di neutroni come risultato della fusione di atomi di idrogeno in condizioni controllate. Precedentemente era stato solo possibile determinare tali reazioni entro la bomba all'idrogeno ».

« Il successo di questa reazione » aggiunge il corrispondente « significa che materiali come l'idrogeno pesante, o deuterio, che è presente in grande abbondanza tanto nell'aria che nell'acqua, potranno quasi certamente essere usati come combustibile per la produzione di energia entro quindici o venti anni ».

(*u. b.*)

Metodi ed Impianti Raccomandati nell'URSS

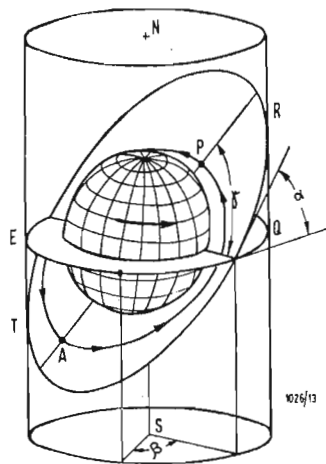



Fig. 1 - La posizione dell'orbita di un satellite nello spazio. EQ = piano equatoriale; TR = piano dell'orbita; α e β = angoli che determinano la posizione del piano dell'orbita; P e A = perigeo e apogeo dell'orbita del satellite; γ = angolo che determina la posizione del perigeo. La superficie cilindrica dell'asse SN si considera immobile. Il suo raggio è stato scelto arbitrariamente.

NEL QUADRO dell'Anno Geofisico Internazionale, è stato proceduto nell'Unione Sovietica al ben noto lancio con successo di due satelliti artificiali della Terra. Con questo il programma dei lanci non sembra esaurito e pertanto crediamo che saranno gradite dai nostri lettori le presenti note raccolte parzialmente e inspirate da una serie di articoli pubblicati da varii autori (Vachnin, Kasanzev, Dubrovin, Rzyga e Sciachvskòj) su fascicoli di giugno, luglio e agosto 1957 della rivista sovietica Radio.

Dalla stampa sovietica sappiamo che questi satelliti vengono equipaggiati con certi strumenti misuratori, di cui le indicazioni si trasmettono per via radio, sotto forma di segnali telegrafici, su due onde contemporaneamente (15 e 7,5 m), mediante un impianto emittente appositamente studiato per essere montato sui satelliti artificiali.

I segnali consistono in una successione di impulsi ed intervalli. Agli impuli su una delle onde, corrispondono intervalli sull'altra e viceversa, di modo che complessivamente l'emissione è continua. Le onde trasmesse non vengono modulate nè di ampiezza, nè di frequenza e varia soltanto la durata degli impulsi e degli intervalli nei limiti di 0,05 e 0,7 sec, come pure il rapporto tra loro. Il contenuto di questi messaggi può essere decifrato in sede competende; ai Radioamatori però, oltre alla registrazione su nastro magnetico delle emissioni, rimane un discreto campo di attività orientato verso: 1) la partecipazione nella precisazione degli elementi dell'orbita del satellite; 2) la partecipazione nello studio della propagazione delle onde elettromagnetiche attraverso la jonosfera e indirettamente della struttura della jonosfera stessa. Sostanzialmente entrambi questi studi sono inscindibili uno dall'altro però, sulla lunghezza di 7,5 m cioè su 40 MHz, si darà preferenza al primo di essi, mentre il secondo si svolgerà osservando le emissioni su 15 m cioè sulla frequenza di 20 MHz che è di poco superiore a quelle critiche che si prevede di incontrare nell'anno corrente dello strato jonizzato F2. Al radioamatore individuale si presenta l'occasione di ricevere, due volte al giorno, segnali provenienti da oltre gli strati jonizzati dell'atmosfera, misurare l'intensità di campo creato dal satellite durante il suo spostamento, provare la sua proporzionalità inversa alla distanza, valutare l'assorbimento dovuto agli alti strati dell'atmodfera, rendersi conto delle proprietà direttive della propria antenna.

Comunque sia, intendendo di ricevere le emissioni dei satelliti artificiali, sarà bene formarsi qualche idea chiara su come le loro orbite possono profilarsi sulla superficie terrestre.

1. - ORBITA DI UN SATELLITE ARTIFICIALE.

La posizione delle stelle fisse viene determinata ricorrendo al concetto della sfera celeste, col nostro Sole al centro. Essendo enorme il diametro di questa sfera, nei confronti del diametro dell'orbita su cui intorno al Sole gira la Terra, possiamo considerare, quest'ultima senza sbaglio apprezzabile, al centro della sfera celeste. Essa viene di solito divisa e rappresentata in due emisferi: boreale e australe, con poli N e S al centro. Qualora invece si tratti della descrizione della traiettoria e del moto di un satellite artificiale, conviene meglio rappresentare la sfera celeste in proiezione cilindrica.

(Fig. 1), precisamente sulla superficie *esterna* e considerata trasparente, in un cilindro, di cui le caratteristiche, per ragioni di convenienza, faremo corrispondere a qualche planisferio della Terra a nostra disposizione. La sezione del piano RT dell'orbita del satellite, con la superficie cilindrica di proiezione, si presenta, sviluppando quest'ultima, come una sinusoide (fig. 2). È in questo piano che il satellite, senza prendere parte nella rotazione giornaliera della Terra, compie le sue rivoluzioni secondo una traiettoria elittica, con un fuoco nel centro della Terra, e dal piano quasi immobile rispetto alle stelle fisse. Diciamo quasi, perchè sotto l'azione del campo di gravitazione centrale, il piano dell'orbita è soggetto ad una lieve variazione progressiva. Comunque sia, occorrono cinque elementi per deter-

Fig. 2 - Parte esterna del retticolo della sfera celeste in proiezione cilindrica, con la figura dell'orbita del satellite e dei limiti dell'ombra relativi ai primi giorni di ottobre.

per la Ricezione dei Segnali dei Satelliti e per la Determinazione del loro Passaggio*

minare l'orbita di un satellite. Essi sono: 1) l'inclinazione (α) del piano dell'orbita (TR) rispetto all'equatore celeste (EQ); 2) longitudine del nodo (β), cioè l'angolo tra la linea d'intersezione dei piani predetti e la linea degli equinozi; 3) l'angolo del perigeo (γ), cioè quello che il satellite descrive passando dall'equatore al vertice P dell'elisse, più vicino alla Terra; 4) l'altezza (in km) del perigeo; 5) l'altezza dell'apogeo, cioè del vertice A più alto sopra la Terra (in km). Si osserva che l'altitudine (espressa in gradi) δ del perigeo può essere calcolata dalla formula:

$$\sin \delta = \sin \alpha \cdot \sin \gamma$$

Gli elementi angolari che determinano l'orbita sulla nostra fig. 2 sono proprio α, β e δ, mentre γ potrebbe essere calcolata dalla formula precedente. Praticamente, apportando la figura dell'orbita su carta lucida, con reticolo Mercatore ricopiato da qualche planisferio a nostra disposizione, possiamo spostando quest'ultimo da O verso E in ragione di 15° all'ora sotto il reticolo trasparente con la figura dell'orbita, renderci conto del tempo in cui qualsiasi punto del Globo si trova sotto l'orbita del satellite. È evidente che a questo momento il satellite stesso può trovarsi in qualsiasi punto della sua orbita, per esempio può sorvolare gli antipodi, essendo passato nelle vicinanze del punto di osservazione una cinquantina di minuti prima e dovendo ripassarvi altrettanti minuti dopo il passaggio della sua traiettoria per lo zenito del luogo considerato. Sarebbe un compito troppo difficile, tentare di definire in anticipo la proiezione della traiettoria del satellite sulla superficie terrestre, visto che il suo tempo di rivoluzione varia riducendosi continuamente ed è di rado un sottomultiplo di 24 ore. Questo tempo inoltre non può essere previsto con esattezza, essendo esso stesso oggetto di studio. Piuttosto è facile, considerando la relativa costanza del piano dell'orbita, prevedere le ore nelle quali ci sarebbe da aspettare un buon ascolto dei segnali radio al passaggio del satellite ed altre nelle quali questo dipenderebbe soltanto da condizioni particolarmente favorevoli alla propagazione. Seguendo gli stessi principii, secondo i quali abbiamo tracciato sul reticolo della figura 2 la sinusoide del piano dell'orbita, abbiamo apportato sulla stessa due linee continue, che sono parti di una medesima sinusoide molto ampia e che delimitano la zona d'ombra sulla superficie terrestre verso i primi giorni di ottobre; la curva tratteggiata invece, delimita la zona d'ombra all'altezza dell'orbita. Nei punti della Terra che passano sotto i tratti dell'orbita compresi entro una di queste linee continue e quella tratteggiata, è possibile l'osservazione ottica del satellite perchè esso sorvola questi luoghi sempre dopo il crepuscolo. Dalla figura risulta chiaro come, in una determinata epoca dell'anno, il piano dell'orbita attraversa le stesse altitudini sempre nelle stesse ore solari. Conoscendo il momento esatto di passaggio del satellite sopra (allo zenit) di un determinato punto della Terra, si potrebbe determinare tutti i punti successivi e precedenti. Sul nostro planisferio, in proiezione di Mercatore, risulterebbe una curva prossima ad una sinusoide ma di periodo angolare diverso, precisamente minore, visto che tutti i lanci dei satelliti vengono praticati press'a poco in direzione della rotazione della Terra. Lo scarto della proiezione della traiettoria sulla superficie terrestre (in proiezione cilindrica) dalla forma di una regolare sinusoide è dovuto al fatto che il moto del satellite non è uniforme, avendo un massimo di velocità nell'attraversare il perigeo (praticamente il luogo di lancio) e un minimo nell'apogeo. Per questa ragione gli angoli con cui il satellite taglia l'equatore terrestre sono tanto maggiori rispetto all'angolo definito precedentemente come α, quanto minore è la velocità al momento dell'attravesamento.

Fig. 4 - Principio del metodo dei segnali uguali per la determinazione del momento di passaggio del satellite.

Fig. 3 - L'effetto del fenomeno di Doppler sulla frequenza 40 MHz emessa da un satellite passante con la velocità di 8 km/sec - 1000 a distanza minima l [Km] dalla ricevente.

La conoscenza di questi angoli è necessaria per determinare la distanza tra due successive proiezioni, sulla superficie terrestre, della traiettoria del satellite e per calcolare la distanza tra loro e quindi il minimo raggio d'azione delle stazioni riceventi. Sull'altitudine media dell'Italia (43°), la distanza tra due successive traiettoria risultava per lo « sputnik 1° » di 1760 km e di 1950 km lungo il parallelo. A questo punto sarà utile di notare che soltanto punti delle traiettorie disposti su medesimi pa-

(*) Estratto da articoli vari apparsi sulla Rivista sovietica *Radio*, nei mesi di giugno, luglio e agosto.

ralleli e traversati dal satellite nella stessa direzione corrispondono ai suoi interi giri e non punti vicini tra due successive proiezioni della traiettoria sulla superficie terrestre.

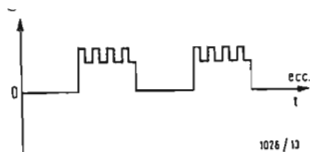



Fig. 5 - Effetto del commutatore sulla forma in ricezione degli impulsi emessi dal satellite quando questo è fuori del piano dei guadagni uguali delle due antenne.

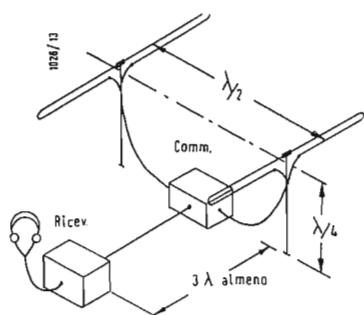



Fig. 6 - Disposizione dei componenti dell'impianto relativo al metodo dei segnali uguali.

2. - IL FADING.

Nella ricezione dei segnali di un satellite, il fenomeno di evanescenza può manifestarsi in varii modi, a secondo delle cause che lo provocano.

1) Variazioni di campo dovute alle rivoluzioni del satellite intorno a se stesso. Queste possono salire a qualche giro al minuto e nel medesimo ritmo potrà variare il campo, viste le proprietà direttive delle antenne del satellite. Esiste anche una certa, pur piccola, probabilità di completa scomparsa del campo qualora, con numero 4 di antenne, un paio si orientasse secondo la direzione del luogo di ricezione, mentre il secondo paio fosse perpendicolare all'antenna dello stesso.

2) Variazioni di campo dovute allo spostamento di fase tra due fasci di onde, in arrivo per vie diverse. La frequenza di queste variazioni, ricevendo segnali da un satellite che si sposta con grande velocità, sarà maggiore del solito, raggiungendo decine e perfino centinaia di ripetizioni al sec.

3) Variazioni di campo dovute allo sfasamento tra un fascio diretto ed uno riflesso dalla Terra. Il ritmo di queste variazioni può essere di qualche unità o perfino decine di periodi al secondo e dipende dall'altezza dell'antenna ricevente e dalla capacità del terreno circostante di riflettere le onde elettromagnetiche. Il fenomeno può essere interpretato anche come conseguenza delle proprietà direttive dell'antenna ossia della sua caratteristica di ricezione.

3. - DETERMINAZIONE DELL'ISTANTE DI PASSAGGIO DEL SATELLITE.

Tre sono i metodi accessibili ai Radioamatori per la determinazione del passaggio di un satellite emittente segnali radio.

Ricezione diretta su misuratore di uscita, quando il ricevitore ha un generatore di battimenti, oppure misurando la tensione sul rivelatore. Il massimo dell'indicazione dello strumento proverebbe la prossimità del satellite. Questo massimo sarebbe tanto meno accentuato, quanto più lontano passare la traiettoria del satellite. Anche nella favorevole ipotesi di un passaggio del satellite esattamente sullo zenit, la distanza non può scendere sotto i 200 km e visto la velocità di circa 8 km/sec, il massimo avrebbe un minuto di tempo per svilupparsi e quindi potrebbe essere rivelato soltanto registrando le indicazioni degli strumenti ogni certo numero di sec e tracciando una curva. Qualora il massimo non riesca molto pronunciato, il materiale raccolto rimane utile per lo studio della propagazione e della struttura della jonosfera.

Fenomeno Doppler. Come noto, questo fenomeno consiste in un aumento della frequenza ricevuta, rispetto a quella emessa, quando un fonte di onde si avvicina al ricevitore e nel'a riduzione della frequenza quando il fonte si allontana. Le alte velocità, con cui si spostano i satelliti, provocano una variazione di frequenza tra la fase di avvicinamento e quella di allontanamento del satellite, di 1 kHz sulla frequenza di esercizio di 20 MHz e di 2 kHz sulla frequenza di 40 MHz. Registrando queste variazioni su nastro magnetico e imprimendo sullo stesso impulsi marcatori di tempo, si arriva a determinare il momento in cui la frequenza aveva un valore medio tra le due estremi e quindi anche il momento in cui il satellite si trovava nella più stretta vicinanza del luogo di ricezione. Inoltre, il caratteristico passaggio dalla frequenza superiore a quella inferiore è tanto più brusco, quanto più vicina è la traiettoria del luogo di ricezione (fig. 3). Si dimostra che la distanza della traiettoria è inversamente proporzionale alla velocità di variazione della frequenza, oppure che esistono deviazioni di frequenza per effetto di Doppler che, per una data velocità di spostamento, si svolgono in un tempo direttamente proporzionale alla distanza della traiettoria dal punto di ricezione. Come risulta dalle formule riprodotte in fig. 3, non è esclusa nemmeno la possibilità di calcolare la velocità di spostamento del satellite in base all'effetto Doppler. Nelle vicinanze del perigeo il fenomeno si svolge durante 3 ÷ 4 min. Nelle vicinanze dell'apogeo invece esso è più dilatato e dura 3 ÷ 4 volte più di quanto indicato prima. L'efficacia del metodo dipende dalla stabilità degli oscillatori locali del ricevitore e per la sua buona riuscita si raccomanda di ricorrere ad un oscillatore ausiliario, stabilizzato a cristallo, come verrà spiegato in seguito.

Metodo dei segnali uguali. È un metodo noto dalla tecnica radar, che consiste nella ricezione mediante due antenne, collegate al ricevitore attraverso un commutatore che scambia le antenne qualche centinaio di volte a secondo (fig. 4). Le loro caratteristiche sono tali, da presentare lobi identici ma rivolti in direzioni opposte. In queste condizioni esiste un piano che è anche un piano di simmetria reciproca delle figure di guadagno delle antenne, in cui una emittente sarebbe ricevuta con effetto uguale da ciascuna di esse. Fuori di questo piano, la differenza dei guadagni offerti dalle singole antenne è tanto più apprezzabile, quanto maggior è l'angolo tra il piano e la direzione della quale arriva il segnale. Il segnale del

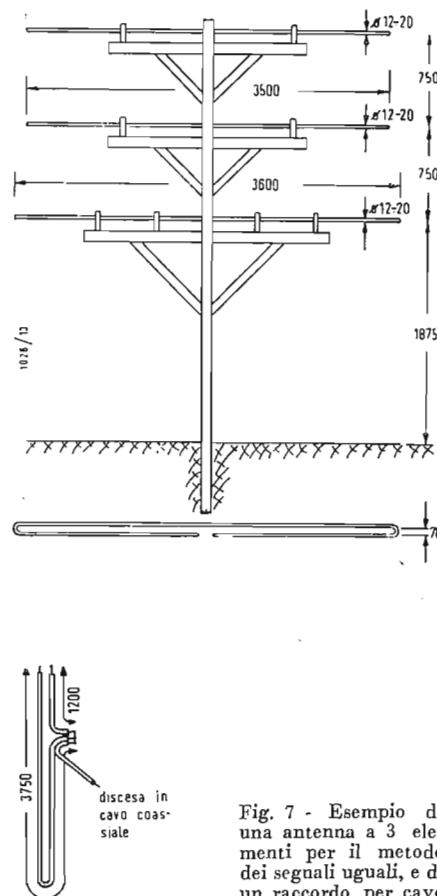
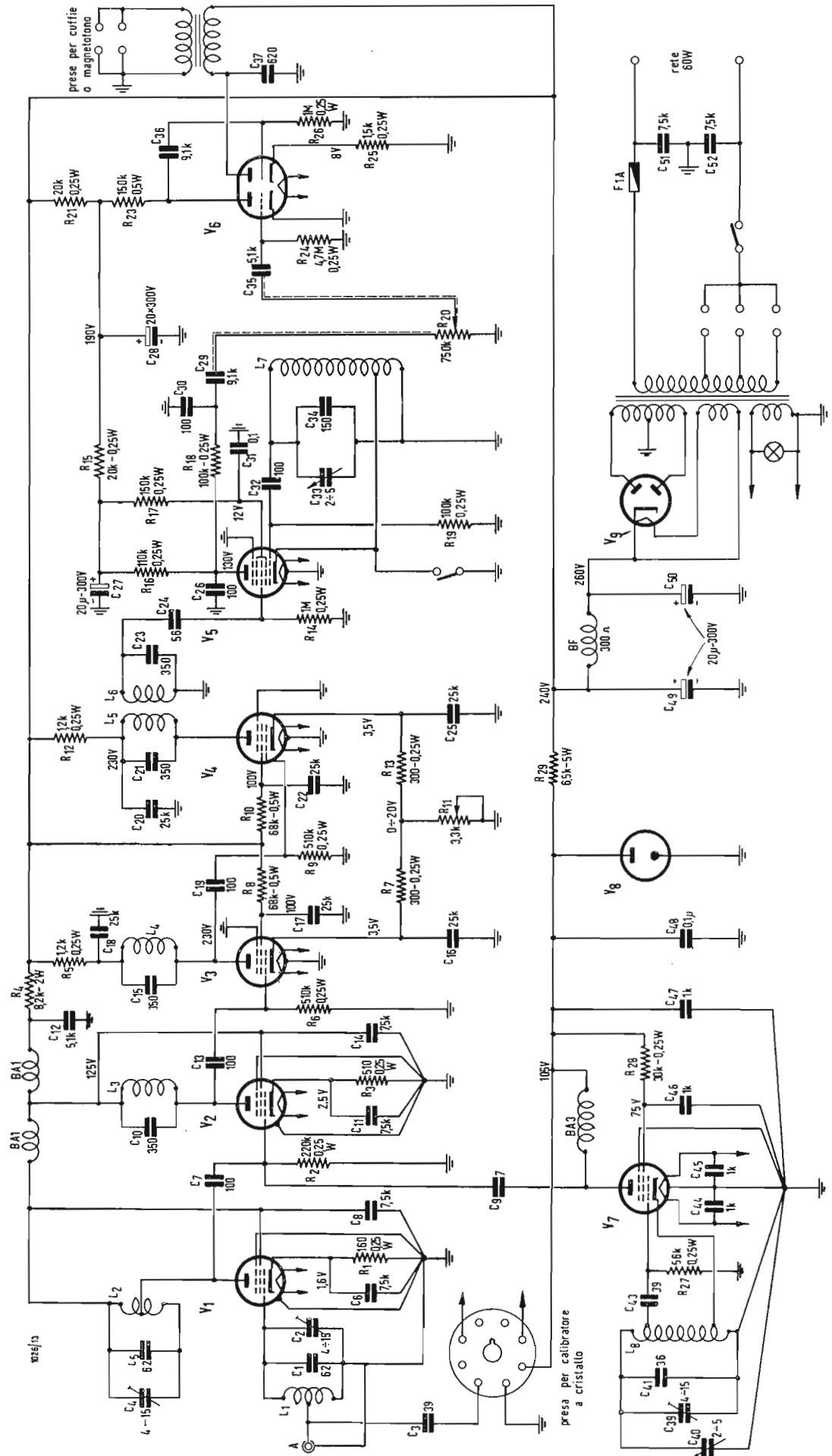



Fig. 7 - Esempio di una antenna a 3 elementi per il metodo dei segnali uguali, e di un raccordo per cavo coassiale.

satellite risulta modulato con la frequenza delle commutazioni (fig. 5) la modulazione scompare nel momento in cui il satellite attraversa il piano dei guadagni uguali. Applicando questo metodo, l'impianto risulta un po' complesso ma non esula dalle capacità realizzative di un singolo radioamatore. I vantaggi del metodo consistono nella sua sensibilità e nella possibilità di orientare il piano dei guadagni uguali, lungo il meridiano o parallelo locale e quindi di non registrare il momento della più stretta vicinanza del satellite, bensì quello più importante, del passaggio per la medesima latidudine. Con questo metodo il nastro magnetico non è indispensabile ma utile perchè dà la possibilità di ripetere l'ascolto della registrazione e prendere una più sicura determinare la distanza della traiettoria del luogo di ricezione se non coll'uso di altre due coppie di antenne, orientate perpendicolarmente a quelle prime. Per tutti i tre metodi è indispensabile la conoscenza dell'ora esatta e l'abilità nella registrazione dei tempi con precisione fino al minuto secondo.

4. - LE ANTENNE.

La ricezione dei segnali dei satelliti è possibile con qualsiasi antenna adatta per frequenze 20 o 40 MHz però, per assicurarsi contro le evanescenze dovute alle riflessioni, conviene costruirsi una antenna apposta, tanto più che i requisiti di larga banda e lunga portata

Fig. 8 - Apparecchio per la ricezione dei segnali dei satelliti artificiali sovietici su frequenza intorno a 40 MHz.

comunemente posti alle antenne, non hanno questa volta importanza alcuna. Si farà uso di dipoli semplici o ripiegati, montati all'altezza di un quarto d'onda della terra o da un ampio piano riflettente orizzontale, ottenendo una uniforme caratteristica di guadagno in un ampio angolo intorno allo zenit, particolarmente nel piano perpendicolare al dipolo. Per assicurare le medesime condizioni di ricezione dei segnali al passaggio del satellite nella direzione *NE* come in quella *SE* (fig. 2), questo piano sarà orientato sulla direzione *NS*.

Nei paesi boreali ed australi, più vicini alla latitudine massima dell'orbita (praticamente da oltre 50° di altitudine *N* o *S*), può convenire meglio l'orientamento del piano di massimo guadagno in direzione *EO*. Come materiale conduttore per la costruzione del dipolo non è richiesto l'uso di tubo di un particolare diametro e andrà benissimo un filo qualsiasi o corda resa tra isolatori su telai o pali di legno. Va bene anche un dipolo ripiegato, confezionato con una piattina 300 Ω, adoperata nello stesso tempo come discesa.

Per il metodo dei segnali uguali i dipoli saranno due identici paralleli (fig. 6), a mezz'onda uno dall'altro, a un quarto d'onda dalla terra o da un ampio piano riflettente orizzontale, libero in raggio di una diecina di lunghezze d'onda perchè il piano dei guadagni uguali sia verticale e orientato nella direzione delle estremità dei dipoli. Per la stessa ragione si sconsiglia l'uso di controventi metallici. È molto indicato di sormontare entrambi i dipoli con uno o due direttori, per ottenere un netto miglioramento delle proprietà del sistema (fig. 7). Per quanto si tratta della scelta dell'orientamento dei dipoli, occorre tener presente che alle nostre altitudini geografiche, quando il piano dei guadagni uguali coincide con la direzione del parallelo locale, l'intervallo di tempo tra due attraversamenti del satellite nella stessa direzione (per es. *SE*) è un multiplo intero (per es. 1, 14 o 15) del periodo di rivoluzione del satellite sulla propria orbita. Quando invece il piano predetto coincide con la direzione del meridiano locale, il calcolo del periodo di rivoluzione è molto più complesso.

La discesa d'antenna non è critica e qualora le distanze non siano grandi, può bastare anche un cordone luce. I collegamenti delle due antenne col commutatore elettronico, che verrà descritto avanti, devono essere tra loro uguali con precisione fino al cm. Qualora sarà indicato l'impiego di un cavo coassiale, le antenne saranno provviste di convenienti raccordi simmetrizzatori.

Fig. 9 - Disposizione dei componenti per il rilievo dell'effetto Doppler.

5. - IL RICEVITORE.

Il commutatore elettronico ed il ricevitore di cui seguirà la descrizione, sono stati elaborati da tre costruttori: Dubrovin, Rzyga e Scichovskòj, allo scopo di presentare ai radioamatori sovietici un esempio di realizzazione di apparecchiature per le registrazioni dei segnali dei satelliti, adoperando materiali di più facile reperibilità. Per la prova di questi apparecchi, qualche mese prima del lancio dello « Sputnik 1° », fu messo a disposizione dei costruttori un aereoplano con trasmittente a bordo che emetteva segnali su 40 MHz, simili a quelli che doveva trasmettere il satellite. L'apparecchio, di cui presentiamo lo schema in fig. 8, è destinato alla ricezione della frequenza 40 MHz perchè è questa che fra le due frequenze emesse dai satelliti penetra con maggiore facilità da oltre gli strati jonizzati ed è meno soggetta alle rifrazioni, dando maggiori possibilità di affidamento ai risultati sperimentali, riguardanti l'orbita dei satelliti. La ricezione delle emissioni su 20 MHz, essendo orientata piuttosto sullo studio della propagazione e della struttura della jonosfera, può svolgersi per mezzo di ricevitori di cui la tecnica è nota e la diffusione discreta.

Il ricevitore presentato è per gamma stretta: ± 0,5 MHz intorno a 40 MHz. Collegamento d'antenna per cavo coassiale 75 Ω. Uscita per magnetofono 600 Ω d'impedenza di entrata o per cuffie. Oltre ai provvedimenti presi per assicurare la stabilità dell'oscillatore, una presa speciale è stata riservata per l'attacco di un oscillatore stabilizzato al quarzo, con il quale la rivelazione del fenomeno Doppler è più regolare. Essendo lo spostamento di frequenza, dovuto a questo fenomeno, di ± 1 kHz, la banda passante dell'amplificatore a FI di 8 kHz è più che sufficiente. La FI è stata scelta 1,6 MHz. La sensibilità del ricevitore, con rapporto segnale/disturbo in uscita di 3/1, è migliore di 2 μV per segnali modulati e di 0,7 μV per segnali persistenti.

Fig. 10 - Comparatore di frequenze acustiche.

Il circuito d'entrata è costituito dall'induttanza *L*1, dal condensatore fisso *C*1, dal trimmer *C*2 ed alla capacità d'ingresso della valvola *V*1, la quale corrisponde all'americana 6AC7 e si distingue per un basso rumore. Analoga è la costituzione del circuito anodico di questa valvola; la bobina *L*2 è attaccata ad una presa, per ridurre l'effetto della conduttanza di entrata della seconda valvola *V*2, che pure è una metallica corrispondente alla 6AC7. Entrambi i circuiti sono regolati su 40 MHz.

Alla griglia comando della *V*2, oltre al segnale a RF amplificato, viene addotta l'oscillazione locale, generata dalla *V*7, terza analoga della 6AC7. Allo scopo di ridurre l'influenza di questa valvola sulla stabilità delle oscillazioni generate, la sua griglia è collegata ad una presa sulla bobina *L*8. Il variabile C40 comanda la sintonia fine. L'accoppiamento con la mescolatrice avviene tramite il piccolo condensatore *C*9.

La tensione d'alimentazione dell'oscillatore è stabilizzata per mezzo di un tubo a scarica in gas, il quale, se la tensione di rete non è soggetta a brusche variazioni non è indispensabile e potrebbe essere sostituita da una resistenza 6,5 kΩ, 4 W. Costruttivamente le tre valvole *V*1, *V*2 e *V*7 e loro circuiti annessi sono raccolti in un blocco separato. Ottenendo una comodità di montaggio, si evitano in tal modo le instabilità dell'oscillatore dovute alle deformazioni meccaniche del telaio.

Il carico anodico della mescolatrice, come pure quello della prima amplificatrice *V*3 di FI, sono costituiti da circuiti semplici in risonanza, mentre quello della *V*4 — seconda amplificatrice a FI — è un circuito doppio accordato, con accoppiamento un po' oltre allo critico. La selettività del ricevitore potrebbe essere più stretta praticando circuiti doppi accordati in tutti gli stadi di FI. Le valvole *V*3 e *V*4 sono pentodi metallici, corrispondenti alla 6SK7. La resistenza comune dei lori circuiti catodici è un potenziometro, regolatore manuale di guadagno. La *V*5 corrisponde alla 6SA7

metallica e funziona, a secondo della posizione dell'interuttore nel suo circuito catodico, o da rivelatore di griglia, o da generatore di battimenti, di cui la frequenza può essere regolata dal variabile C33. Il filtro C26 R18 C30, eliminando i resti della FI, dirige l'*AF* attraverso il potenziometro R20 regolatore di volume, verso la *V*6, che è una analoga della 6SN7 in vetro. La polarizzazione del primo triodo di questa valvola avviene per falla di

Le *BA*1 e *BA*2 sono avvolte come bobina unica con presa mediana; filo 0,15 mm smalto-seta, spire unite su ⌀ 6 mm e lunghezza 80 mm.

La *BA*3 è avvolta con lo stesso filo su ⌀ 5,4 mm e lunghezza 28 mm; da supporto serve una resistenza 1/2 W e di valore non inferiore a 100 kΩ.

Di materiale ceramico sono stati scelti i supporti dei variabili *C*33 e *C*40, come pure lo zoccolo della *V*7. Inoltre si raccomanda l'applicazione di presa visibile sullo schema (fig. 8) ed il suo impiego è consigliato anche quando per la determinazione del momento di passaggio del satellite si vuole provare lo spostamento di frequenza dovuto al fenomeno Doppler.

6. - L'APPLICAZIONE DEL METODO BASATO SULL'EFFETTO DOPPLER.

Se la frequenza all'ingresso del ricevitore varia di ± 1 kHz, di altrettanto

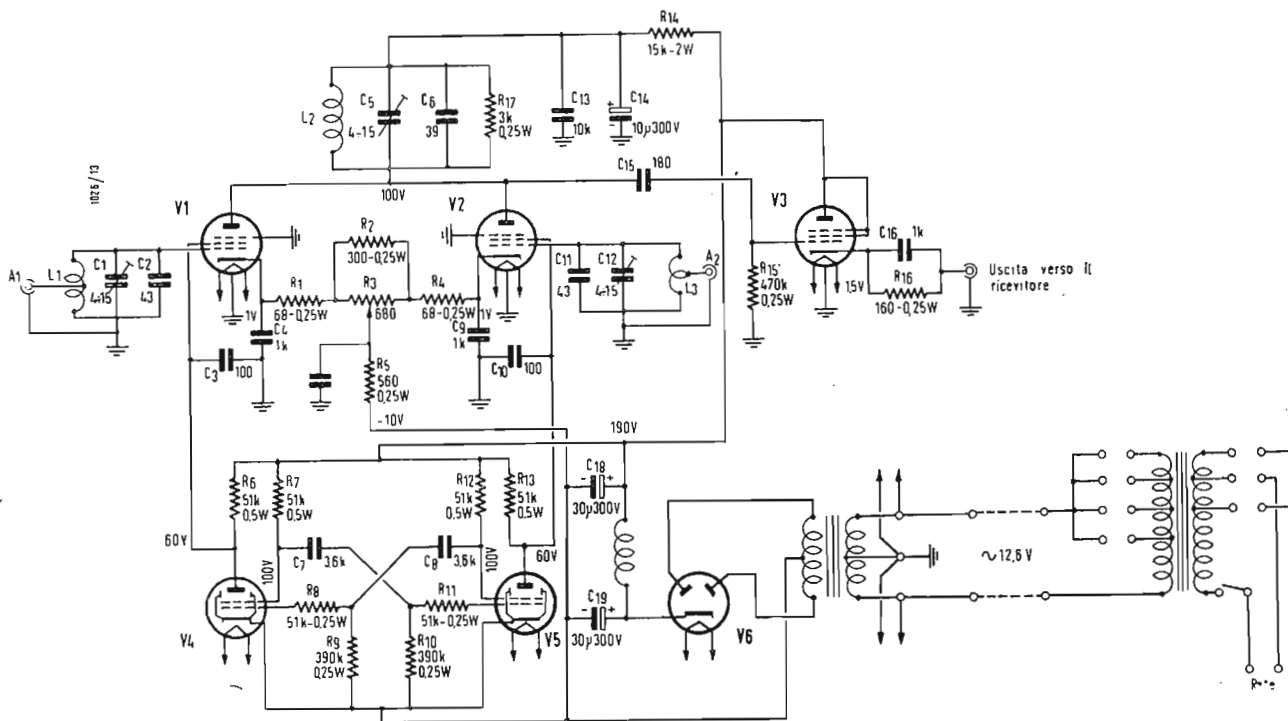



Fig. 11 - Commutatore di antenna.

griglia sulla resistenza R24. La corrente d'alimentazione per questa sezione della *V*6 viene filtrata da R21 C28 assieme alla corrente della rivelatrice *V*5 la quale è sottoposta ad un ulteriore spianamento mediante R15 C27.

Le bobine *L*1, *L*2 e *L*8 comprendono 7 spire di filo 1,2 mm avvolto su ⌀ 8 mm e teso fino a raggiungere 18 mm di lunghezza. Le prese sono: su *L*1 dopo la terza spira, su *L*2 in metà, su *L*8 dopo la terza e quinta spira contando dal lato freddo.

Le bobine *L*3, *L*4, *L*5 e *L*6 comprendono 36 spire di filo Litz 7×0,07 avvolto in nuclei chiusi (a mantello). Va bene anche il filo 0,2 mm smalto-seta.

La *L*7 comprende 60 spire di filo smaltato 0,2 mm con presa dalla ventesima spira dal lato freddo. Tutto rinchiuso in un nucleo a mantello.

Per eliminare accoppiamenti tra la *V*2 ed i stadi attraverso il circuito di alimentazione anodica, servono le bobine d'arresto *BA*1 e *BA*2; un compito analogo ha la *BA*3 nell'anodo della *V*7.

condensatori ceramici in tutti i circuiti a RF e in particolare per *C*1, *C*5, *C*41 e *C*43.

Nel montaggio del blocco RF si cura la brevita e la rigidità dei collegamenti. Le resistenze e le capacità si saldono ai terminali degli zoccoli. I condensatori regolabili, montati in prossimità delle relative valvole, sono accessibili dalla parte superiore del blocco; le bobine annesse *L*1, *L*2, *L*8 sono saldate immediatamente sotto i relativi condensatori. I fili d'accensione sono attorcigliati e la presa di massa per loro èunica; quelli per le valvole *V*1, *V*2 e *V*7 passano sopra il telaio, scendendo sotto l'immediata vicinanza degli zoccoli.

Le operazioni di taratura del ricevitore proseguiranno con i soliti metodi e sarà bene di concluderle adoperando un oscillatore stabilizzato a quarzo, il quale permetterà di centrare bene la scala del variabile *C*40 e di correggere definitivamente la posizione dei condensatori regolabili *C*2 e *C*4. Si attacca l'oscillatore stabilizzato alla

varierà la FI, come pure la frequenza risultante dalla rivelazione dei battimenti. La stretta interdipendenza tra la variazione in uscita e quella in entrata dipende però dalla stabilità degli oscillatori del ricevitore, in particolare del primo. Nonostante tutte le cure prese per assicurare la loro stabilità, è sempre bene ricorrere per la rivelazione del fenomeno Doppler, ad un oscillatore stabilizzato a quarzo. Il tipo maggiormente diffuso nell'URSS sarebbe quello denominato KK-6 di cui la trentaduesima armonica avrebbe la frequenza di 40 MHz. Questa oscillazione si introduce all'ingresso del ricevitore assieme al segnale captato (fig. 9). Tenendo presente che sia la trasmittente a disposizione dei costruttori durante le prove coll'aereoplano, di cui abbiamo accennato in precedenza, sia quelle del primo come pure del secondo satellite artificiale sovietico, tutte trasmettevano su 40.002 kHz si conclude che per la stabilizzazione delle trasmittenti a bordo dei satelliti si sceglie fra cristalli capaci di assicurare proprio quella frequenza. Considerando

poi che per effetto Doppler la frequenza varierà di ± 1 kHz, rimane un margine di 1 kHz per l'imprecisione della frequenza della trentaduesima armonica dell'oscillatore KK-6. Con la disposizione della fig. 9, la frequenza dei battimenti risultanti dalla superposizione delle frequenze 40.002 ± 1 e 40.000 kHz, entrambe comandate da cristalli, non dipende più dalla stabilità del primo oscillatore mentre il secondo si rende superfluo, e si cortocircuita il catodo della $V5$ per farla lavorare soltanto da rivelatrice (fig. 8).

Con la stessa disposizione della figura 9 si può sintonizzare il ricevitore in attesa dell'arrivo del satellite, sulla giusta frequenza dello stesso, col seguente metodo: si mette in funzione oscillatore a quarzo, si regola la sintonia del ricevitore su 40 MHz agendo su $C40$, si fa oscillare la $V7$ su 41.600 kHz, si attacca il secondo oscillatore e lo si regola mediante il $C33$ su 1598 kHz, ottenendo battimenti 2 kHz. È opportuno quindi che la scala del $C33$ sia previamente calibrata. I battimenti 2 kHz si annullano successivamente agendo su C40. Dopo questa operazione la frequenza del primo oscillatore risulta 41598 ed il ricevitore è pronto per la ricezione su 40002 kHz. Si cortocircuita il secondo oscillatore e si attacca il magnetofono. Appena udibili i segnali, si mette in moto il nastro registratore, non trascurando di imprimere su di esso un segnale marcatore di tempo. Qualora la V7 fosse regolata su frequenza inferiore, cioè 38400 kHz, si regolerà C33 su 1602 kHz e si corregge la precedente su 38402 kHz con lo stesso risultato finale. Finito il periodo di ascolto che può protrarsi da 5 a 15 min a seconda la sensibilità dell'apparecchio, prima di fermare il nastro registratore, si imprime su di esso un impulso marcatore di tempo indicando con la voce l'ora, i minuti ed i secondi.

Per determinare il momento della più stretta vicinanza del satellite al punto di ricezione, occorre determinare il momento in cui l'AF dei battimenti passa per il valore che sia medio tra quelli di inizio e di fine del periodo di ascolto. Ricorrendo a uno strumento generatore di AF regolabili (a battimenti) si determinano le frequenze estreme registrate e dopo calcolata la media, si cerca sul nastro il momento in cui essa si è manifestata. Inoltre se si riesce di determinare il tempo in sec necessari per passare da una frequenza di 667 (oppure 400) Hz superiore alla media, a quella di altrettanti Hz inferiore allora, moltiplicando il tempo ottenuto per 5 (rispettivamente per 10), si ottiene la distanza in km della traiettoria dal luogo di ricezione (fig. 3). Per individuare tutte queste frequenze iscritte sul nastro, oltre al generatore di AF menzionato, torna utile un mescolatore montato alla svelta secondo lo schema della fig. 10. Si riconoscerà l'uguaglianza tra la frequenza sul nastro e quella regolata sul generatore, dall'assenza di battimenti.

Fig. 12 - Disposizione per la messa a punto degli apparecchi per il metodo dei segnali uguali.

Fig. 13 - Ricezione simultanea dei segnali su 20 e 40 MHz e il successivo esame della registrazione.

7. - L'APPLICAZIONE DEL METODO DI SEGNALI UGUALI.

Per l'accertamento del momento di passaggio del satellite attraverso il piano dei guadagni uguali si ricorre ad un commutatore elettronico di antenne, di cui riproduciamo un esempio in fig. 11.

Gli elementi essenziali del commutatore sono: un multivibratore simmetrico, $V4$ $V5$, accoppiato elettronicamente alle griglie schermo di due identici amplificatori a RF. Questi sono costituiti dalle $V1$ e $V2$ con in comune il carico anodico $L2$ $C5$ $C6$. Ognuno degli amplificatori è collegato con la propria antenna attraverso prese $A1$ e $A2$ per cavi coassiali 75 Ω. Le griglie schermo delle $V1$ e $V2$ ricevano tensioni rettangolari oscillanti tra 0 e 120 V che sbloccano a turno una o l'altra delle valvole amplificatrici RF, di modo che sullo stadio di uscita si scambiano segnali raccolti da una o dall'altra antenna. La frequenza di commutazione è determinata dai valori delle capacità $C7$, $C8$ e delle resistenze $R9$ $R10$. Con valori indicati nello schema essa è di 270 Hz. Perchè il bloccaggio delle $V1$ e $V2$ sia più completo, i catodi delle $V4$ e $V5$ ricevano, rispetto a quelli delle valvole precedenti, una lieve polarizzazione negativa (10 V circa), ricavata sulla $R5$ dalla corrente catodica delle $V1$, $V2$ e $V3$. Il circuito della ripetitrice catodica $V3$ si chiude attraverso l'entrata del ricevitore.

Il commutatore viene portato in vicinanza delle antenne le quali, come si è detto, devono stare nel mezzo di un ampia area aperta. Pertanto la sua alimentazione avviene con tensione bassa di 12,6 V e le valvole sono divise in due gruppi riscaldati in serie. Le $V1$, $V2$ e $V3$ corrispondono a delle 6AC7; le $V4$ e $V5$ a delle 6V6GT; la $V6$ è una raddrizzatrice a riscaldamento indiretto 6,3 V e 0,6 A, corrente catodica 120 mA.

I condensatori regolabili $C1$, $C2$ e $C5$ sono facilmente accessibili; le relative bobine $L1$, $L3$ e $L2$ saldate ai loro terminali. Esse comportano 7 spire di filo 1,2 mm o circa, avvolte su ∅ 8 mm e tese fino alla lunghezza 18 mm. Le prime due hanno una presa dopo la 2 a spira dal lato freddo, per adattare l'impedenza del cavo coassiale a quella di entrata del circuito.

Per la messa a punto del commutatore servirà un buon tester per la verifica dei circuiti e delle tensioni o meglio un voltmetro a valvola, poi un generatore di battimenti da AF, un generatore di segnali a RF e un oscillografo. Se con questo ultimo fosse accertata una apprezzabile differenza tra la durata degli impulsi, bisogna cambiare un po' una resistenza di fuga o una capacità nel circuito di comando di una delle valvole del multivibratore. I condensatori $C3$ e $C10$ disaccoppiano le griglie schermo delle amplificatrici $V1$ e $V2$ rispetto la RF e non esercitano influenza alcuna sulla forma della tensione di commutazione. È molto indicata la prova della frequenza del multivibratore mediante un generatore a battimenti AF e un oscillografo sul

quale si esamineranno le figure di Lissajous. Se occorre, la frequenza può essere variata cambiando i condensatori $C7$, $C8$ e le resistenze $R9$, $R10$.

Per la messa a punto della parte RF del commutatore è indicato un voltmetro a valvola e un generatore di segnali RF. L'uscita verrà chiusa su una resistenza 75 Ω e si regoleranno i condensatori $C1$, $C12$ e $C5$. Dopo si bilanciano i guadagni dei canali a RF, agendo sul potenziometro $R3$. Si riprendono le stesse operazioni a montaggio ultimato dell'intero impianto esterno e prima dell'attacco definitivo delle antenne al commutatore (fig. 12). Gli apparecchi si riscaldano per un'ora. Entrambe le entrate del commutatore vanno collegate, attraverso due resistenze di disaccoppiamento dell'ordine di 47 Ω e uguali tra loro con precisione dell'1 %, con l'attenuatore del segnale ricavato da un generatore RF. Osservando le figure sullo schermo dell'oscillografo si controlla la regolazione dei condensatori $C1$, $C12$ e $C5$ mandando il segnale su una o sull'altra dell'entrate mentre mandandolo contemporaneamente su entrambe le entrate si corregge il bilanciamento fra gli stadi RF.

Nonostante che con questo metodo il minimo di segnale si manifesta abbastanza nettamente, la registrazione sul nastro permette di stabilire questo momento con maggiore precisione, qualora non si è mancato di imprimere sullo stesso gli impulsi marcatori con l'indicazione dell'ora precisa.

8. - OSSERVAZIONI IONOSFERICHE.

L'organizzazione delle osservazioni riguardanti la jonosfera può essere svariatissima e la disposizione consigliata nella serie di articoli di cui abbiamo riferito è riportata in fig. 13. Essa è pensata per la ricezione contemporanea di entrambe le emissioni del satellite. Si adoperano due ricevitori e due antenne un po' spaziate una dall'altra (5 ÷ 10 m) e dimensionate per la ricezione di 20 MHz l'una e per 40 MHz l'altra. I segnali di AF, in uscita da ciascuno di questi canali, vengono diretti attraverso resistenze di adattamento e di disaccoppiamento, sull'entrata di un magnetofono unico. Lo studio della registrazione si fa in un altro tempo per mezzo di un oscillografo. Entrambi i segnali risulteranno sovrapposti, ma ciò nonostante si potrà distinguere le ampiezze di uno e dell'altro seguendo il loro sviluppo nel tempo: è noto che le emissioni su 20 MHz si propagano spesso su distanze enormi, ma quando s-tratta di un passaggio vicino del satellite, sarà di solito l'emissione su 40 MHz la prima a penetrare direttamente e l'ultima a scomparire.

(*Otton Czeczott*)

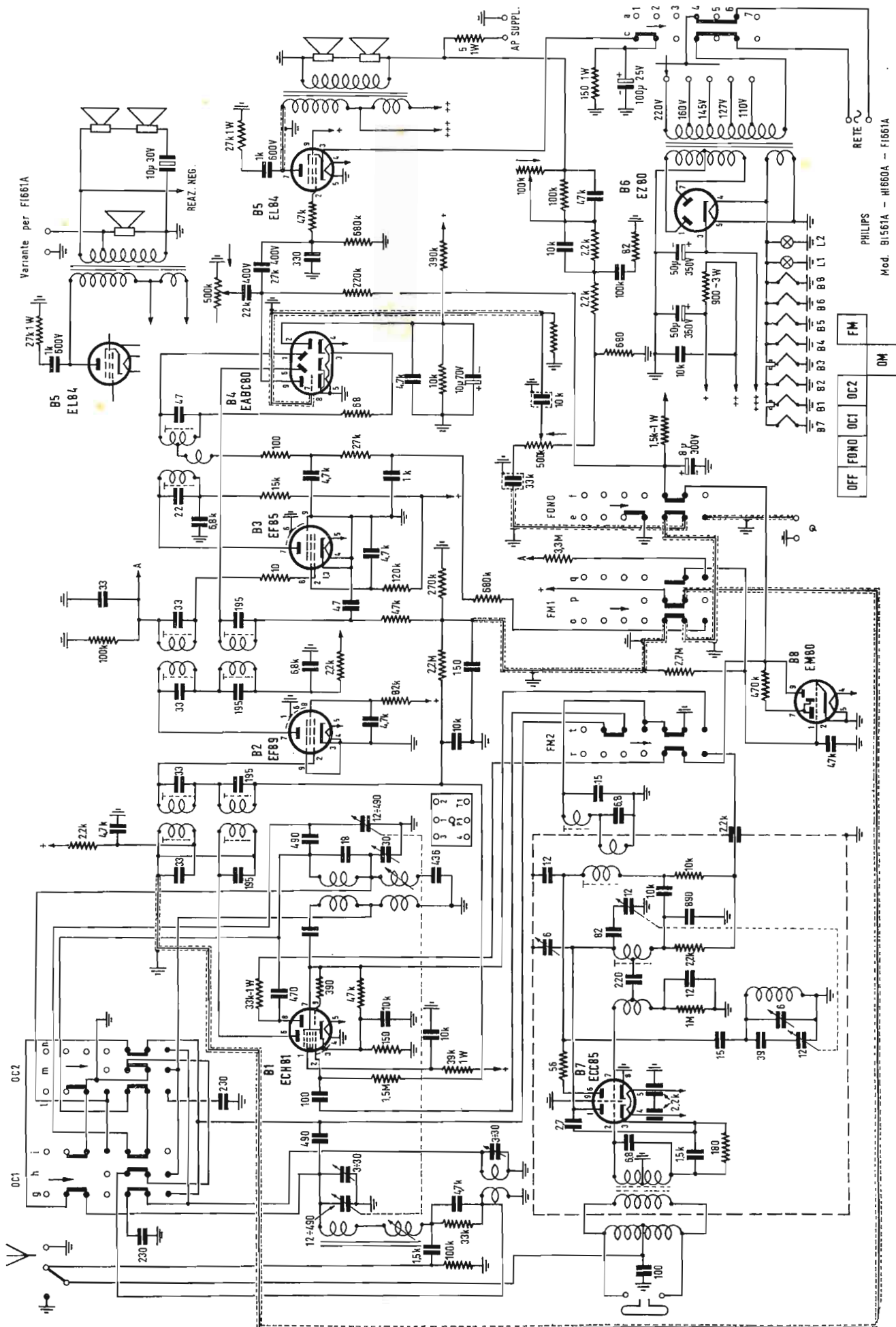
Risposta a un lettore.

Sig. Luigi Cunati (Varese) Ho letto il suo resoconto sui DX-TV da lei osservati questa estate. La questione m'interessa da quando nel 1954 mi sono capitati resoconti pubblicati sulla rivista polacca Radjoamator dallo stesso Zdzislaw Olscewski di cui scrive lei. La ricezione delle lontane stazioni TV interessa un numero discreto di amatori di oltre « Cortina di ferro » e così anche sulla rivista sovietica Radio si trovano ogni certo tempo dei resoconti e delle descrizioni di apparecchi coi quali queste ricezioni sono state effettuate casualmente o appositamente. Appoggiandomi su risultati ottenuti da diversi di questi esperimentatori, ho pubblicato una relazione sul N. 1/56, p. 8 de « l'antenna », poi ancora sul N. 3/56, p 104 e N 5/56, p 198 Nella prima di queste tre, lei potrebbe trovare dati generici riguardanti gli apparecchi coi quali sono stati ottenuti questi DX-TV, però posso avvertirla che erano apparecchi costruiti con materiale di fortuna e non sarebbe opportuno di copiarli in Italia, ove la disponibilità di mezzi moderni è larghissima, mentre il successo dipende più dalle condizioni jonosferiche e dalla osservanza di certi principii che vorrei esporre più avanti.

La ricezione è casuale: molto frequente nei mesi di fine maggio, giugno, luglio, agosto, principio settembre ed eccezionale negli altri mesi. Essa è condizionata dalla formazione di jonizzazione sporadica, superiore a quella che di solito si manifesta nello strato E, cioè all'altezza di 80 ÷ 130 km e dovuta, come sembra a correnti di elettricità atmosferica. Con questa jonizzazione, superiore alla consueta, lo strato E acquista la proprietà di riflettere e di concentrare dapprima le onde di frequenza 40 ÷ 50 MHz, poi, se la jonizzazione aumenta, quelle 60, 70 e perfino eccezionalmente 100 MHz. Per essere riflesse e concentrate sulla zona di ricezione, le onde devono colpire lo strato sotto un angolo radente; altrimenti sono concentrate male oppure penetrano lo strato senza riflettersi verso la terra. Pertanto le portate non possono essere piccole come neanche troppo grandi: 1000 ÷ 2000 km ed eccezionalmente 800 ÷ 2500 km. Capitano portate superiori a 3000 km ma queste sono dovute a riflessioni da strati superiori a quello E. Il diametro di una area di jonizzazione sporadica può superare 400 km, quindi la larghezza della zona « servita » da una tale nuvola jonica può superare 800 km. Da quanto sopra deriva che sarà la jonosfera a sceglierci il programma del DX-TV, sia come conseguenza della posizione geografica delle jonizzazioni sporadiche, sia dei loro gradi di jonizzazione, perchè collegamenti con stazioni lontane (1500 ÷ 2000 km) operanti su frequenze basse (40 ÷ 50 MHz) richiedono una jonizzazione facilmente riscontrabile, mentre per frequenze superiori e distanze inferiori, l'occorrente più alta jonizzazione si crea meno spesso. La città di Varese, essendo più al Nord delle altre città italiane, è troppo vicina alle emittenti europee e non ha le migliori condizioni per la ricezione di queste ultime. Tuttavia discrete possibilità di ricezione si presentano nei rispetti delle emittenti TV inglesi: Londra (45, aMA, 45 v+), Holme Moss (48,25 aMA, 51,75 v+, Kirk o'Shotts (53,25 aMA, 56,75 v+), tutte con audio a MA e polarizzazione video positiva, programma unico. Anche Leningrado (49,75 v—, 56,25 aMF) si potrebbe prendere. La stazione dal lei presa nel giugno u. s. mi sembra fosse Stockholm la quale, secondo i piani, dovrebbe trasmettere sulle frequenze di Monte Penice, ma come mi risulta da certe informazioni, lavora su 55,25 v— e 60,75 aMF, forse per sfuggire alle interferenze con Monte Penice. Pure discreta dovrebbe mantenersi la ricezione di Mosca (49,75 v—, 56,25 aMF), Kiev (59,25 v—, 65,75 aMF) e Mecknes (Marocco, standard francese 54,40 a MA, 65,55 v+), di cui però la potenza non so se è sufficiente. Senza elencare tutte le altre stazioni, con probabilità di ricezione sempre decrescente e tra cui sarebbe anche la stazione di Copenaghen (da lei ricevuta un giorno di maggio in cui anche un abile realizzatore di DX-TV moscovita, il signor Sòtnikow, vantava collegamenti coll'occidente), vediamo che un televisore per ricezioni lontane *e frequenti* deve essere provvisto di un *commutatore di polarizzazione*; la sua *frequenza di riga deve essere regolabile* nei limiti da 405 × 25 = 10125 Hz fino 819 × 25 = 20475 Hz. Il canale video ed il canale audio dell'intero segnale composto potranno avere in comune soltanto l'amplificatore a RF perchè la ricezione degli standards con polarizzazione positiva è incompatibile col sistema intercarrier; inoltre le frequenze intercarrier sono molto diverse e si scambiano pure le posizioni delle portanti. Di conseguenza il *canale audio sarà separato* e avrà anche *un oscillatore eterodina separato*. Praticamente quindi il contenuto audio deve essere ricevuto indipendentemente dal video, con un apparecchio che abbia la possibilità di *demodulare la MF* come *pure la MA* (inglese, francese, belga) e di cui si fa uso per ricerche preliminari e la definizione delle frequenze sulle quali poi si sintonizza il ricevitore video. Nonostante che l'intensità di campo riflesso possa raggiungere i 1000 μV/m, sarà sempre opportuno spingere la sensibilità del ricevitore video fino ai limiti fissati dai rumori proprii degli stadii di entrata. I migliori risultati sono stati ottenuti con apparecchi a conversione di frequenza con pochi (1 o 2) stadi di amplificazione a RF e con amplificazione spinta nella parte a FI. A tale fine si potrebbe aggiungere uno o due stadi di amplificazione a FI, ma si preferisce di solito di non superare il numero convenzionale di stadi a FI e di aumentare il loro guadagno, stringendo la banda passante fino a 1,5 e perfino a 1 MHz. In tal modo, oltre allo sensibilità, aumenga l'immunità dell'apparechio ai disturbi; ne soffre invece la definizione del l'immagine: poco, di quelle trasmesse dalla TV inglese, e molto, di quelle della TV francese ad alta definizione. Trovare un giusto compromesso tra la sensibilità, immunità ai disturbi e definizione, costituisce un problema caratteristico nella costruzione di un ricevitore televisivo per ricezioni lontane. Di pari passo con la sensibilità dovrà essere curata la stabilità della deflessione di riga. Intendendo ricevere lo standard francese sarà bene tener conto della forma particolare dei relativi impulsi di quadro.

Perquanto si tratta delle antenne per i DX-TV, i migliori risultati sono stati conseguiti con antenne semplici, con numero di elementi passivi non superiore a 2. Sulla polarizzazione delle onde riflesse dalla jonosfera esistono due opinioni: secondo la prima, essa è sempre orizzontale, indipendentemente dalla polarizzazione primitiva e pertanto con una antenna polarizzata orizzontalmente si può ricevere altrettanto bene le stazioni inglesi, come le altre; secondo l'altra opinione, dopo una riflessione jonosferica la polarizzazione diventa caotica (come delle comuni radiazioni luminose) e pertanto nell'estate 1956 l'esperimentatore polacco Zdzislaw Olscewski realizzava i suoi DX-TV con un semplice dipolo verticale e altrettanto bene, nell'estate precedente con lo stesso dipolo disposto orizzontalmente. È noto che la caratteristica di guadagno di un dipolo verticale è uguale in tutte le direzioni dell'orizzonte, una qualità questa molto preziosa quando non si sa se c'è da aspettarsi una emissione TV da Mecknes, Kirk o'Shotts o da Leningrado. D'altronde la costruzione di un'antenna ad alto guadagno è possib'le meglio in versione orizzontale, ma su questa strada non conviene spingersi troppo perchè si restringe la banda passante, ciò che è un inconveniente, qualora si intenda operare in una banda da 40 a 68 MHz; anche la direttività dell'antenna si accentua e bisogna tener presente che perfino intendendo ricevere una stazione sola, la direzione dell'arrivo delle onde può variare entro ± 15°.

Infine si deve accennare all propagazione per dispersione nei bassi strati dell'atmosfera. Questa propagazione, detta anche troposferica, consente collegamenti fino a 300 km (o quasi su frequenze che anche possono superare i 100 MHz) quando non si è molto esigenti riguardo la stabilità e la qualità di essi La loro regolarità dipende più dalle ore del giorno che dalla stagione dell'anno. L'uso di antenne girevoli e ad alto guadagno è in questo caso molto indicato. A Varese esistono buone condizioni per provare la ricezione stratosferica di Berna (48,25 v—, 53,75 aMF, 10 kW) a 165 km in linea diretta.

(*O.Cz.*)

SCHEMA ELETTRICO DELL'APPARECCHIO PHILIPS, MOD. BI561A - HI660A - FI661A